

Москатов Е. А.

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Теория и конструирование

WWW.MK-PRESS.COM

Е. А. Москатов

Силовая электроника

Теория и конструирование

Киев, "МК-Пресс"
СПб, "КОРОНА-ВЕК"
2013

ББК 31.264.5

М82

УДК 621.314

Рецензенты:

- кандидат технических наук, доцент кафедры "Теоретических основ радиотехники" Технологического института Южного федерального университета, В. В. Терешков;
- ведущий электроник кафедры "Теоретических основ радиотехники" Технологического института Южного федерального университета, Е. В. Гайно.

Москатов Е.А.

М82 Силовая электроника. Теория и конструирование. — К.: "МК-Пресс", СПб.: "КОРОНА-ВЕК", 2013. — 256 с., ил.

ISBN 978-5-7931-0929-1 ("КОРОНА-ВЕК")

ISBN 978-966-8806-75-9 ("МК-Пресс")

В монографии приведены схмотехнические реализации и изложены основные теоретические аспекты конструирования, изготовления и настройки импульсных источников электропитания. Даны систематизированные сведения по современным силовым преобразователям. Описаны спроектированные и изготовленные автором практические конструкции законченных электропитающих устройств различной сложности и мощности, их блоков, результаты экспериментально-исследовательских работ. Проанализированы некоторые причины уменьшения энергетических параметров электропитающих устройств.

Книга предназначена для инженеров, разрабатывающих устройства силовой электроники, студентов и аспирантов специальных учебных заведений технического профиля и наиболее подготовленных радиолюбителей.

ББК 31.264.5

Москатов Евгений Анатольевич

Силовая электроника

Теория и конструирование

Главный редактор: Ю.А. Шпак

Подписано в печать 15.10.2012. Формат 70 × 100 1/16.

Бумага газетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 20,7. Уч.-изд. л. 15,8.

Тираж 1000 экз. Заказ 65

ЛР

СПД Савченко Л.А., Украина, г.Киев, тел./ф.: (044) 362-04-38; e-mail: info@mk-press.com.

Свидетельство о внесении субъекта издательского дела в Государственный реестр издателей, производителей и распространителей издательской продукции: серия ДК №51582 от 28.11.2003г.

Отпечатано в типографии ООО "Друкарня "Рута". (свидетельство ДК №4060 от 29.04.2011). 32300, Хмельницкая обл., г. Каменец-Подольский, ул. Пархоменка, 1. Тел.: (03849) 4-22-50.

ISBN 978-5-7931-0929-1 ("КОРОНА-ВЕК")
ISBN 978-966-8806-75-9 ("МК-Пресс")

© Москатов Е.А., текст, иллюстрации, 2012
© "МК-Пресс", оформление, 2013

Содержание

| | |
|---|-----------|
| ОБ АВТОРЕ | 7 |
| ПЕРЕЧЕНЬ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ И ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ | 8 |
| ВВЕДЕНИЕ | 9 |
| ГЛАВА 1. ПАРАМЕТРЫ, КЛАССИФИКАЦИЯ И СТРУКТУРА ВТОРИЧНЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ..... | 10 |
| 1.1. ТЕРМИНОЛОГИЯ..... | 10 |
| 1.1.1. Генеральные положения | 10 |
| 1.1.2. Основные параметры и характеристики источников питания | 10 |
| 1.1.3. Эксплуатационные и специальные термины | 12 |
| 1.2. КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРОПИТАЮЩИХ УСТРОЙСТВ..... | 12 |
| 1.3. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАЮЩИХ УСТРОЙСТВ | 14 |
| 1.3.1. Обзор вариантов исполнения электропитающей системы | 14 |
| 1.3.2. Механизм повышения КПД ИИП по сравнению с линейными электропитающими устройствами | 15 |
| 1.3.3. Рассмотрение структурных схем линейных источников электропитания..... | 17 |
| 1.3.4. Описание структурных схем импульсных источников электропитания... .. | 18 |
| ГЛАВА 2. МОДУЛЯЦИЯ И РЕГУЛИРОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ. 21 | 21 |
| 2.1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О СИГНАЛАХ И ВИДАХ ИХ МОДУЛЯЦИИ..... | 21 |
| 2.2. ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ | 22 |
| 2.2.1. Описание основных видов широтно-импульсной модуляции | 22 |
| 2.2.2. Принцип широтно-импульсной модуляции с неизменной частотой в режиме напряжения..... | 23 |
| 2.2.3. Принцип широтно-импульсной модуляции с неизменной частотой в режиме тока..... | 25 |
| 2.2.4. Принцип двухпозиционной широтно-импульсной модуляции..... | 27 |
| 2.3. ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ СИГНАЛОВ..... | 28 |
| 2.4. ФАЗОВО-ИМПУЛЬСНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ С ЖЕСТКОЙ КОММУТАЦИЕЙ.. | 29 |
| 2.5. ПРОЦЕСС АМПЛИТУДНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ | 32 |
| ГЛАВА 3. ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ..... | 36 |
| 3.1. ОБЗОР И КЛАССИФИКАЦИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ВТОРИЧНЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ | 36 |
| 3.2. ОДНОТАКТНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ..... | 37 |
| 3.2.1. Однотактный обратноходовой преобразователь | 37 |
| 3.2.2. Однотактный прямоходовой преобразователь с одним электронным ключом..... | 42 |
| 3.2.3. Квазидвухтактный обратноходовой преобразователь с двумя электронными ключами..... | 46 |
| 3.2.4. Квазидвухтактный прямоходовой преобразователь с двумя электронными ключами..... | 47 |
| 3.3. ДВУХТАКТНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ | 48 |
| 3.3.1. Двухтактный преобразователь с отводом от середины обмотки трансформатора | 48 |
| 3.3.2. Двухтактный мостовой преобразователь | 50 |

| | |
|---|------------|
| 3.3.3. Двухтактный полумостовой преобразователь с двумя ключами..... | 52 |
| 3.3.4. Двухтактный полумостовой преобразователь с тремя ключами..... | 54 |
| 3.3.5. Двухтактный полумостовой преобразователь с обмоткой симметрирования..... | 55 |
| 3.3.6. Последовательное включение двухтактных полумостовых преобразователей..... | 56 |
| 3.4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ БЕЗ ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ РАЗВЯЗКИ НАГРУЗКИ ОТ ПИТАЮЩЕЙ СЕТИ..... | 57 |
| 3.4.1. Преобразователь повышающего типа..... | 57 |
| 3.4.2. Преобразователь понижающего типа..... | 59 |
| 3.4.3. Преобразователь инвертирующего типа..... | 61 |
| 3.5. ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С МЯГКИМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ..... | 63 |
| 3.5.1. Импульсные преобразователи с резонансными колебательными системами..... | 63 |
| 3.5.2. Несимметричные двухтактные полумостовые преобразователи с мягкой коммутацией..... | 66 |
| 3.6. МНОГОФАЗНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ..... | 69 |
| ГЛАВА 4. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУИРОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ..... | 75 |
| 4.1. АВАРИЙНОЕ НАСЫЩЕНИЕ МАГНИТОПРОВОДОВ ИМПУЛЬСНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ДВУХТАКТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ..... | 75 |
| 4.1.1. Обоснование необходимости применения систем, контролирующих токи намагничивания импульсных трансформаторов двухтактных преобразователей..... | 75 |
| 4.1.2. Обзор и классификация способов управления положением петли гистерезиса в импульсных трансформаторах двухтактных преобразователей..... | 77 |
| 4.1.3. Пассивные способы предотвращения насыщения магнитопроводов трансформаторов..... | 77 |
| 4.1.4. Активные способы предотвращения насыщения магнитопроводов трансформаторов..... | 79 |
| 4.1.5. Выявление тока намагничивания с помощью системы, в которую частично отклонен магнитный поток..... | 84 |
| 4.1.6. Двухтактный импульсный источник электропитания с системой контроля и регулирования тока намагничивания..... | 89 |
| 4.2. СПОСОБЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ КОМПОНЕНТОВ ЭЛЕКТРОПИТАЮЩИХ УСТРОЙСТВ ИМПУЛЬСНОГО ДЕЙСТВИЯ..... | 92 |
| 4.2.1. Причина возникновения паразитных колебательных процессов..... | 92 |
| 4.2.2. Диссипативные демпфирующие цепи..... | 93 |
| 4.2.3. Использование рекуперативных демпфирующих цепей..... | 95 |
| 4.2.4. Активные фиксаторы..... | 96 |
| 4.3. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЗАРЯДОМ И РАЗРЯДОМ ЗАТВОРНЫХ ЕМКОСТЕЙ ЭЛЕКТРОННЫХ КЛЮЧЕЙ..... | 98 |
| 4.4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ НАХОЖДЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ И ФОРМЫ ПЕТЛИ ГИСТЕРЕЗИСА МАГНИТОПРОВОДА..... | 104 |
| ГЛАВА 5. ПРАКТИЧЕСКИЕ КОНСТРУКЦИИ ЗАКОНЧЕННЫХ ЭЛЕКТРОПИТАЮЩИХ УСТРОЙСТВ И ИХ УЗЛОВ..... | 112 |
| 5.1. МОЩНЫЙ СЕТЕВОЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ СО СТУПЕНЧАТЫМ ЗАПУСКОМ..... | 112 |
| 5.1.1. Описание устройства..... | 112 |
| 5.1.2. Основные технические характеристики..... | 112 |

| | |
|---|-----|
| 5.1.3. Назначение компонентов устройства..... | 113 |
| 5.1.4. Возможные замены компонентов..... | 114 |
| 5.1.5. Конструкция выпрямителя | 114 |
| 5.1.6. Проверка функционирования | 117 |
| 5.2. ДРАЙВЕР С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ СМЕЩЕНИЕМ..... | 117 |
| 5.2.1. Описание драйвера..... | 117 |
| 5.2.2. Основные технические характеристики | 117 |
| 5.2.3. Назначение компонентов..... | 118 |
| 5.2.4. Возможные замены компонентов..... | 119 |
| 5.2.5. Конструкция | 120 |
| 5.2.6. Настройка и регулировка | 120 |
| 5.3. ОБРАТНОХОДОВОЙ ИМПУЛЬСНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ..... | 124 |
| 5.3.1. Описание электропитающего устройства | 124 |
| 5.3.2. Основные технические характеристики | 126 |
| 5.3.3. Назначение и возможные замены компонентов..... | 127 |
| 5.3.4. Настройка и регулировка | 129 |
| 5.4. ЗАДАЮЩИЙ ГЕНЕРАТОР ДЛЯ ОДНОТАКТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ..... | 130 |
| 5.4.1. Описание изделия..... | 130 |
| 5.4.2. Основные технические характеристики | 130 |
| 5.4.3. Назначение компонентов..... | 133 |
| 5.4.4. Возможные замены компонентов..... | 135 |
| 5.4.5. Конструкция | 136 |
| 5.4.6. Настройка и регулировка | 136 |
| 5.5. ДВУХТАКТНЫЙ ЗАДАЮЩИЙ ГЕНЕРАТОР СО СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫМ КОНТРОЛЛЕРОМ | 139 |
| 5.5.1. Описание задающего генератора..... | 139 |
| 5.5.2. Основные технические характеристики | 140 |
| 5.5.3. Назначение компонентов..... | 143 |
| 5.5.4. Возможные замены компонентов..... | 146 |
| 5.5.5. Настройка, регулировка и проверка работы | 147 |
| 5.6. ЗАДАЮЩИЙ ГЕНЕРАТОР ДЛЯ ПОЛУМОСТОВОГО ИЛИ PUSH-PULL ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ | 149 |
| 5.6.1. Описание задающего генератора..... | 149 |
| 5.6.2. Основные технические характеристики | 152 |
| 5.6.3. Назначение компонентов..... | 153 |
| 5.6.4. Возможные замены компонентов..... | 156 |
| 5.6.5. Конструкция | 158 |
| 5.6.6. Регулировка и проверка работы..... | 159 |
| 5.7. ДВУХТАКТНЫЙ ЗАДАЮЩИЙ ГЕНЕРАТОР ИМПУЛЬСОВ С BOOTSTRAP-ДРАЙВЕРОМ. | 163 |
| 5.7.1. Описание генератора | 163 |
| 5.7.2. Основные технические характеристики | 165 |
| 5.7.3. Назначение компонентов..... | 166 |
| 5.7.4. Возможные замены компонентов..... | 169 |
| 5.7.5. Конструкция | 169 |
| 5.7.6. Проверка работы устройства..... | 171 |
| 5.8. ЗАДАЮЩИЙ ГЕНЕРАТОР С РЕГУЛИРУЕМОЙ ЗАЩИТОЙ ДЛЯ МОСТОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ | 174 |
| 5.8.1. Описание задающего генератора..... | 174 |
| 5.8.2. Основные технические характеристики | 176 |
| 5.8.3. Назначение компонентов..... | 176 |
| 5.8.4. Возможные замены компонентов..... | 182 |
| 5.8.5. Конструкция | 184 |

| | |
|--|-----|
| 5.8.6. <i>Настройка, регулировка и проверка работы</i> | 187 |
| 5.9. СЕТЕВОЙ ИМПУЛЬСНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ МОЩНОСТЬЮ 2 кВт для УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ..... | 192 |
| 5.9.1. <i>Описание источника электропитания</i> | 192 |
| 5.9.2. <i>Основные технические характеристики</i> | 192 |
| 5.9.3. <i>Назначение компонентов электропитающего устройства</i> | 194 |
| 5.9.4. <i>Возможные замены компонентов</i> | 200 |
| 5.9.5. <i>Конструкция</i> | 205 |
| 5.9.6. <i>Настройка и регулировка источника электропитания</i> | 205 |
| 5.10. ИМПУЛЬСНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ДЛЯ МОЩНОГО АВТОМОБИЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ..... | 210 |
| 5.10.1. <i>Описание электропитающего устройства</i> | 210 |
| 5.10.2. <i>Основные технические данные</i> | 210 |
| 5.10.3. <i>Назначение компонентов</i> | 212 |
| 5.10.4. <i>Возможные замены компонентов</i> | 216 |
| 5.10.5. <i>Конструкция</i> | 218 |
| 5.10.6. <i>Настройка и регулировка</i> | 222 |
| СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ..... | 227 |
| ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ..... | 238 |

Об авторе

Москатов Евгений Анатольевич родился в городе Таганроге Ростовской области 16 августа 1983 года. Его отец, Анатолий Алексеевич Одородько, до выхода на пенсию работал инженером-программистом в государственном научно-исследовательском институте связи; получил два высших образования, в том числе — преподавателя физики и математики. Мама, Любовь Витальевна Москатова, — дипломированный библиотекарь; работала в центральной библиотеке А. П. Чехова, в филиале “дом Чайковских”, проводила экскурсии. По ее линии автор книги является двоюродным праправнуком Петру Георгиевичу Москатову, который был первым замминистра трудовых резервов СССР, начальником главного управления трудовых резервов при совете народных комиссаров, председателем центральной ревизионной комиссии КПСС.

После удачного окончания девятого класса школы Евгений Москатов в 1998 году был принят в Таганрогский Колледж Морского Приборостроения по специальности “Радиоаппаратостроение”. Во время обучения в колледже успевал только на “отлично”, благодаря чему был правительственным стипендиатом. Участвовал в научно-практических конференциях по математике, химии, экологии как среди студентов колледжа, так и защищая честь учебного заведения на городских, а затем — областных олимпиадах и конференциях. В 2002 году с отличием завершил обучение в колледже, выполнив дипломный проект на тему “Лабораторный стенд: импульсный источник питания” и получив квалификацию “Техник”. В том же 2002 году поступил в университет на отделение “Радиотехника”. В 2003 году, участвуя в научно-практической конференции, занял 2-е место с темой “Резонансные импульсные источники питания”. В июне 2008 года Евгений Москатов выполнил и защитил дипломный проект на тему “Импульсный источник питания для усилителя мощности звуковой частоты”, получив квалификацию инженера и второй “красный” диплом об окончании с отличием государственного Таганрогского Технологического Института Южного Федерального Университета.

Еще до получения университетского диплома Евгений Москатов написал учебное пособие по основам электронной техники, которое было опубликовано издательством “Феникс”, и по которому в настоящее время обучают студентов СПО ССУЗов. Позже издательством “МК-Пресс” совместно с “Корона-Век” была выпущена книга по источникам питания, ориентированная на начинающих разработчиков электропитающих устройств.

В крупных, популярных журналах, таких как “Радио”, “Радиолобитель”, “Радиомир” были опубликованы 62 технические статьи Евгения Москатова, причем три из них редакция журнала “Радио” отметила дипломами. Кроме того, Евгений Москатов является членом редакционного совета белорусского журнала “Радиолобитель”.

Перечень используемых обозначений и принятых сокращений

- БТИЗ или IGBT — биполярный транзистор с изолированным затвором
ВАХ — вольтамперная характеристика
ИИП — импульсный источник питания
КПД — коэффициент полезного действия
ООС — отрицательная обратная связь
 f_p — частота пульсации, Гц
 $f_{рез}$ — резонансная частота контура, Гц
 $I_{вх}$ — входной ток, А
 $I_{вх.макс}$ — максимальный входной ток, А
 $I_{вх.мин}$ — минимальный входной ток, А
 $I_{вых}$ — выходной ток, А
 $I_{вых.макс}$ — максимальный выходной ток, А
 $I_{вых.мин}$ — минимальный выходной ток, А
 I_n — ток нагрузки, А
 $I_{нам}$ — ток намагничивания, А
 L — индуктивность, Гн
 $P_{вых}$ — выходная мощность, Вт или В·А
 $P_{рас}$ — рассеиваемая мощность, Вт
 $R_{вых}$ — выходное сопротивление, Ом
 R_n — сопротивление нагрузки, Ом
 r_p — сопротивление потерь, Ом
 T — период, с
 t_i — длительность импульса, с
 $t_{пр}$ — длительность импульса прямого хода, с
 $U_{вх}$ — входное напряжение, В
 $U_{вх.макс}$ — максимальное входное напряжение, В
 $U_{вх.мин}$ — минимальное входное напряжение, В
 $U_{вых}$ — выходное напряжение, В
 $U_{вых.макс}$ — максимальное выходное напряжение, В
 $U_{вых.мин}$ — минимальное выходное напряжение, В
 U_n — напряжение, приложенное к нагрузке, В
 U_p — напряжение пульсации, В
 W — энергия, Дж
 w — число витков обмотки
 γ — коэффициент заполнения импульсов
 $\gamma_{макс}$ — максимальный рабочий цикл

Введение

Различную аппаратуру обеспечивают токами и напряжениями, требуемыми для ее успешного функционирования, силовые аппараты, называемые источниками электропитания. Источники электропитания входят в состав почти всех технических устройств. К исключению можно отнести детекторные приемники, которые получают электропитание от передатчика, изымая энергию из эфира.

В настоящее время среди устройств вторичного электропитания главенствующие позиции занимают импульсные источники питания (ИИП или SMPS), обладающие высокими показателями удельной мощности и КПД. Современный ИИП представляет собой сложный электронный прибор с нелинейными свойствами, состоящий из многих взаимовлияющих узлов, например, задающего генератора, упрочняющих драйверов переключательных транзисторов, силового преобразователя напряжения, цепей стабилизации, защиты от аварийного режима и пр. Лишь при правильном конструировании и проектировании каждого узла ИИП возможно успешное функционирование аппарата в целом и обеспечение заданных параметров работы.

Тенденция миниатюризации и повышения надежности ИИП с одновременным уменьшением массогабаритных характеристик усложняет труд разработчиков. Именно для его облегчения и был написан сей *magnus opus*. База книги построена на разработках многочисленных устройств силовой электроники последних лет и подводит промежуточный итог моей профессиональной деятельности.

С целью демонстрации крупных эпюр на представленных осциллограммах уровень нуля не соблюден, если не сообщено обратное. На осциллограммах, приведенных в главе 3 книги, развертка составляла 10 мкс/деление, если в сопроводительном тексте не было указано иное.

Представленные в книге устройства не предназначены для повторения и применения. При конструировании устройств силовой электроники всегда существует вероятность поражения электротоком, применения некондиционных компонентов, ошибок, погрешностей средств измерения и считывания данных и пр. Поэтому если читатели станут повторять и эксплуатировать описываемые в книге устройства, то будут делать это на свой страх и риск, который особенно возрастает при недостатке квалификации и знаний. За травмы, моральные и материальные потери, включая упущенную выгоду, и любые убытки иного характера ни автор, ни издательство ответственности не несут.

Автор, инженер, Евгений Анатольевич Москатов
г. Таганрог, Ростовская обл., Российская Федерация
moskatov@mail.ru
www.moskatov.narod.ru

Параметры, классификация и структура вторичных источников электропитания

1.1. Терминология

1.1.1. Генеральные положения

Импульсный источник питания — устройство, преобразующее электроэнергию импульсным методом на частоте, отличной от частоты питающей сети, и обеспечивающее нагрузку электроэнергией определенного качества. Конструктивно ИИП может быть оформлен как блок, модуль и т.п.

Линейный источник питания — устройство, снабжающее электроэнергией нагрузку, не осуществляя преобразования частоты.

Инвертор (DC/AC) — не содержащий подвижных частей преобразователь постоянного тока (*direct current*) в переменный ток (*alternating current*).

Конвертор (DC/DC) — электрическое устройство, не имеющее подвижных частей, в котором происходит преобразование постоянного тока одной величины в постоянный ток другой величины. Кроме того, в приборах силовой электроники применяют преобразователи AC/AC (пример — трансформатор) и AC/DC (пример — выпрямитель).

Стабильность — точность поддержки некоторого параметра заданным при влиянии на устройство различных дестабилизирующих факторов.

Стабилизатор — узел аппарата или отдельная конструкция, поддерживающая определенный параметр неизменным с заданной степенью точности.

Стабилизатор напряжения — устройство, обеспечивающее фиксированную величину выходного напряжения, прикладываемого к нагрузке, при изменениях ее сопротивления, флюктуации питающего напряжения и наличии прочих дестабилизирующих факторов.

Стабилизатор тока — устройство, отдающее ток заданной силы в нагрузку в условиях непостоянства ее сопротивления и питающего напряжения, а также при иных дестабилизирующих факторах.

1.1.2. Основные параметры и характеристики источников питания

Время удержания — время, в течение которого при исчезновении напряжения на входе электропитающего устройства выходное напряжение не покидает за-

данный диапазон (например, благодаря энергоемкости дросселя, постепенному разряду конденсатора большой емкости), с.

Энергия, накопленная конденсатором, равна:

$$W_C = C \cdot U^2 / 2, \text{ Дж}, \quad (1.1)$$

где C — емкость конденсатора, Ф;

U — напряжение между обкладками, В.

Энергия, запасенная в магнитном поле дросселя, составляет:

$$W_L = L \cdot I^2 / 2, \text{ Дж}, \quad (1.2)$$

где L — индуктивность дросселя, Гн;

I — ток, протекающий по обмотке, А.

Длительное время удержания полезно устройствам электропитания вычислительной техники для снижения вероятности потерь данных при возникновении аварийного режима.

Время установления — длительность времени переходного процесса, начинаемого в момент импульсного возрастания напряжения или тока, выходящего за границы диапазона восстановления, и заканчиваемого при окончательном возврате в него, с.

Выходное сопротивление аппарата (по-другому — **внутреннее динамическое сопротивление**) — отношение изменения приложенного к нагрузке напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ к изменению выходного тока $\Delta I_{\text{вых}}$:

$$R_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta I_{\text{вых}}, \text{ Ом}. \quad (1.3)$$

Диапазон рабочих температур — интервал температур окружающей среды, пребывая в котором источник питания способен функционировать, отвечая заданным требованиям к постоянству свойств в условиях флуктуации температуры окружающей среды, °С.

Дрейф или нестабильность во времени — наибольшее относительное отклонение параметра (например, тока, частоты, напряжения) от номинального значения за predetermined интервал времени после установления теплового режима устройства, измеряемое при фиксированном входном напряжении, стабильной нагрузке и прочих неизменных внешних факторах, %.

Коэффициент готовности — вероятность правильного функционирования устройства в определенный интервал времени.

Коэффициент мощности — отношение потребляемых устройством от сети мощностей: активной к общей. Безразмерная величина, не превышающая единицы. Для сетей с синусоидальными колебаниями коэффициентом мощности будет $\cos\varphi$, где φ — это угол фазового сдвига между потребляемым от сети током и входным напряжением. В случае теоретического максимума $\cos\varphi = 1$, $\varphi = 0$, т.е. фазовый сдвиг отсутствует, что на практике недостижимо, однако, применяя активные корректоры коэффициентов мощности, можно получить высокие коэффициенты мощности, достигающие 0,95..0,99.

Коэффициент полезного действия — отношение активной мощности, потребляемой нагрузкой, к активной мощности, поглощаемой электропитающим устройством.

КПД источника электропитания в номинальном режиме работы можно вычислить согласно выражению:

$$\eta = \frac{\sum_{k=1}^n P_{\text{вых.ном.к}}}{P_{\text{п.ном}}} \cdot 100, \% \quad (1.4)$$

где n — число выходов электропитающего устройства;

$P_{\text{вых.ном.к}}$ — номинальная выходная мощность, поглощаемая нагрузкой k -го выхода, Вт;

$P_{\text{п.ном}}$ — номинальная мощность, потребляемая от сети электропитающим устройством, Вт.

Нагрузочная характеристика — зависимость напряжения на выходных зажимах электропитающего устройства от тока нагрузки. По графику нагрузочной характеристики можно определить ток, протекающий по нагрузке, и приложенное к ней напряжение при изменении ее сопротивления, а также — выходное сопротивление электропитающего устройства.

1.1.3. Эксплуатационные и специальные термины

Аварийный режим — сбой нормального функционирования электропитающего устройства.

Дестабилизирующий фактор — воздействие, приводящее к изменению какого-либо параметра относительно постоянной величины. К отклонениям от заданного параметра могут приводить флюктуации сетевого напряжения, потребляемого нагрузкой тока, колебания температуры, изменения параметров компонентов вследствие их старения и др.

Диапазон регулирования — участок, при нахождении в котором некоторого параметра возможна его стабилизация или иное управление им с целью обеспечения выдвигаемых требований, %.

Надежность источника питания — способность электропитающего устройства не менять свои параметры функционирования сверх заданных пределов в установленных режимах и в течение predetermined интервала времени.

Нестабильность по напряжению сети — относительное предельное изменение напряжения или тока нагрузки по сравнению с номинальным значением, получаемое при отклонении сетевого напряжения в заданном диапазоне, при условии постоянства прочих воздействующих факторов, %.

Пульсация — наибольшая величина амплитуды или размаха переменной составляющей напряжения или переменного тока, учитывающая наводки, на входных и выходных шинах источника электропитания, мВ или %.

1.2. Классификация электропитающих устройств

По назначению устройства электропитания могут быть первичными или вторичными. К первичным устройствам электропитания относят генераторы переменного или постоянного токов. По разновидностям преобразований энергий из неэлектрической в электрическую выделяют такие первичные электропитающие

устройства как атомные и солнечные батареи, механические и термогенераторы, топливные элементы, химические источники тока и пр. Как правило, первичные устройства электропитания не обеспечивают необходимым нагрузкам параметры и качество электроэнергии (например, возможны быстрые или медленные флуктуации выходных напряжений), поэтому для достижения необходимых параметров и заданной надежности функционирования между первичным устройством электропитания и нагрузкой подсоединяют промежуточный аппарат: **вторичный источник питания**, который может располагать цепями защиты, стабилизации и др. Вторичные электропитающие устройства могут содержать звенья преобразователей частот, а могут их и не иметь.

По входным параметрам выделяют аппараты, имеющие входы постоянного или переменного токов и напряжений. По числу фаз устройства электропитания могут быть подключены к однофазным или трехфазным линиям. В Российской Федерации наиболее распространены однофазные сети $220 \text{ В} \pm 10\%$ и трехфазные $380 \text{ В} \pm 10\%$ линии переменного тока с частотой $50 \pm 0,5\%$ Гц. Постоянное выходное напряжение устройств электропитания разработчикам отечественной аппаратуры рекомендовано выбирать из ряда: 1,2; 2,4; 3,0; 4,0; 5,0; 6,0 (6,3); 9,0 (10); 12 (12,6); 15; 20; 24; 27; 30 (36); 40; 48; 60; 80; 100 (125); 150; 200 В.

Этот ряд — не исчерпывающий. Более полный ряд смотрите в [64, с. 20]. Выбор напряжений, указанных в скобках, нежелателен. Конечно, существует множество устройств, электропитание которых должно осуществляться нетиповым напряжением. Например, 7,4 В — это номинальное постоянное напряжение литий-ионных аккумуляторов EN-EL14, используемых со многими фотоаппаратами фирмы “Nikon”, а номинальное постоянное выходное напряжение зарядных устройств ко многим ноутбукам “Acer Extensa” составляет 19 В.

По числу выходов электропитающие устройства могут быть одноканальными или многоканальными.

По разновидности энергии, отдаваемой в нагрузку, различают аппараты с выходами постоянного, переменного токов, а также — комбинированные. Переменное выходное напряжение может быть как однофазным, так и многофазным.

По мощности ($P_{\text{вых}}$), подаваемой в нагрузку, электропитающие устройства условно классифицируют на микромощные ($P_{\text{вых}} \leq 1 \text{ Вт}$), малой мощности ($P_{\text{вых}} = 1..10 \text{ Вт}$), средней мощности ($P_{\text{вых}} = 0,01..0,1 \text{ кВт}$), повышенной мощности ($P_{\text{вых}} = 0,1..1 \text{ кВт}$) и большой мощности ($P_{\text{вых}} > 1 \text{ кВт}$) [109, с. 12; 129, с. 11].

По номинальному выходному напряжению ($U_{\text{вых}}$) выделяют электропитающие устройства с высоким ($U_{\text{вых}} > 1 \text{ кВ}$), повышенным ($U_{\text{вых}} = 0,1..1 \text{ кВ}$) и низким ($U_{\text{вых}} < 100 \text{ В}$) напряжением [129, с. 12]. Электропитающее устройство называют **высоковольтным**, если его выходное напряжение превышает 1 кВ, а **высокопотенциальным** называют электропитающее устройство, любая из выходных цепей которого обладает потенциалом относительно общего провода системы или заземления, превышающим 1 кВ.

По степени постоянства выходного тока или прикладываемого к нагрузке напряжения рассматривают стабилизирующие и нестабилизирующие электропитающие устройства. Стабилизирующие электропитающие устройства поддерживают постоянство выходного тока или приложенного к нагрузке напряжения на фиксированном уровне в условиях влияния дестабилизирующих факторов.

Коэффициент стабилизации по напряжению ($K_{стU}$) характеризует величину отношений относительных изменений входного ($\Delta U_{вх}$) и выходного ($\Delta U_{вых}$) напряжений при заданной силе тока нагрузки [64, с. 25]:

$$K_{стU} = \frac{\Delta U_{вх} / U_{вх}}{\Delta U_{вых} / U_{вых}}, \quad (1.5)$$

где $\Delta U_{вх} = U_{вх.макс} - U_{вх.мин}$, а $\Delta U_{вых} = U_{вых.макс} - U_{вых.мин}$.

Аналогично, **коэффициент стабилизации по току** ($K_{стI}$) отображает величину отношений относительных изменений входного ($\Delta I_{вх}$) и выходного ($\Delta I_{вых}$) токов при заданном напряжении, приложенном к нагрузке:

$$K_{стI} = \frac{\Delta I_{вх} / I_{вх}}{\Delta I_{вых} / I_{вых}}, \quad (1.6)$$

где $\Delta I_{вх} = I_{вх.макс} - I_{вх.мин}$, а $\Delta I_{вых} = I_{вых.макс} - I_{вых.мин}$.

По способу стабилизации такие устройства могут быть параметрическими (их принцип действия основан на использовании нелинейности ВАХ компонентов), компенсационными или комбинированными, а по дискретности ее осуществления — непрерывного или импульсного действия.

По допустимому отклонению выходного напряжения или тока от номинального значения точность электропитающих устройств может быть низкой (отклонение превышает 5%, что обычно бывает при отсутствии стабилизации), средней (1..5%), высокой (0,1..1%), а при отклонении менее 0,1 % устройство называют **прецизионным**.

1.3. Структурные схемы электропитающих устройств

1.3.1. Обзор вариантов исполнения электропитающей системы

Идеальное электропитающее устройство должно иметь КПД 100%, неизменное выходное напряжение (или ток) при воздействии любых дестабилизирующих факторов, равное нулю (или бесконечности) внутреннее динамическое сопротивление на любой частоте, не должно генерировать пульсации и шум на входных и выходных шинах, не должно обладать какими-либо массой, габаритами и стоимостью. Говоря иначе, идеальных устройств на практике не бывает. Можно лишь приблизить некоторые критические параметры и характеристики к недостижимому идеалу, причем в ущерб остальным, поэтому выбор технического решения — это компромисс.

Современное электропитающее устройство строят на принципах централизованного, децентрализованного (распределенного) или комбинированного испол-

нений. Электропитающее устройство централизованного исполнения содержит единственный блок, обеспечивающий энергией все нагрузки. Как правило, такой источник электропитания обладает небольшими габаритами, однако могут возникнуть трудности в преодолении паразитных связей и помех между выходами, а возникновение аварийного режима обычно приводит к нарушению электропитания всех потребителей.

Электропитающее устройство децентрализованного исполнения содержит дискретные источники питания для каждой нагрузки или его функциональные части, соединенные посредством распределительного устройства. В таком исполнении сложности с обеспечением нагрузок электропитанием оптимального качества и достижением высокой помехозащищенности маловероятны, однако такая система обычно громоздка и дорога.

В комбинированном исполнении электропитающей системы присутствуют как централизованные, так и децентрализованные фрагменты. Так, часть нагрузок может получать электропитание от центрального источника, а часть — от собственных преобразователей и стабилизаторов. Комбинированную систему можно выполнить компактной, недорогой, обеспечивая каждую нагрузку электроэнергией требуемого качества при необходимой помехозащищенности.

Устройство вторичного электропитания в зависимости от требований технического задания, стоимости проектирования и изготовления может быть выполнено в соответствии с линейной или бестрансформаторной структурой. Линейный источник питания содержит силовой трансформатор, который функционирует на частоте сети переменного тока. Бестрансформаторный ИИП не имеет силового линейного трансформатора (что повлияло на название структуры), а вместо него оснащен преобразователем, в котором обычно установлен импульсный трансформатор, работающий на высокой частоте.

1.3.2. Механизм повышения КПД ИИП по сравнению с линейными электропитающими устройствами

Активный режим энергетически невыгоден тем, что регулирующий компонент постоянно рассеивает мощность, которая тем значительней, чем больше ток нагрузки (пример: ток стока или коллектора транзистора), а также — разность входного и выходного напряжений (пример: напряжение сток-исток, коллектор-эмиттер), что запишем формулой:

$$P_{\text{рас}} = I_{\text{вых}} \cdot (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}), \text{ Вт.} \quad (1.7)$$

В активном режиме функционируют силовые регулирующие транзисторы линейных компенсационных стабилизаторов. Эти устройства характеризуются низким КПД, но не генерируют помех, благодаря чему позволяют подключать нагрузки, требовательные к качеству питающей электроэнергии (пример: микрофонные усилители).

Механизм повышения КПД бестрансформаторных ИИП над линейными электропитающими устройствами обусловлен работой регулирующих компонентов преобразователей в ключевом режиме. Ключевым называют такой режим работы компонента, при котором он пребывает преимущественно в одном из двух устойчивых статических состояний (открытом или закрытом), а переключение сопрово-

ждает кратковременное нахождение в активном режиме. Для пояснения принципа рассмотрим рис. 1.1, на котором изображена вольтамперная характеристика МОП-транзистора с линией нагрузки.

Если бы МОП-транзистор был идеальным, то в полностью открытом состоянии его сопротивление сток-исток было бы равно нулю, а мощность потерь, представляющая собой произведение равного нулю напряжения сток-исток на ток стока, также была бы равна нулю. В полностью закрытом состоянии (режиме отсечки) сопротивление между выводами сток-исток идеального транзистора бесконечно, ток стока отсутствует, и мощность рассеяния, составляющая произведение напряжения сток-исток на равный нулю ток стока, также была бы равна нулю. Следовательно, идеальный транзистор, работающий в ключевом режиме, при мгновенном переключении (за время равное нулю) из закрытого состояния в открытое и наоборот, не имеет потерь.

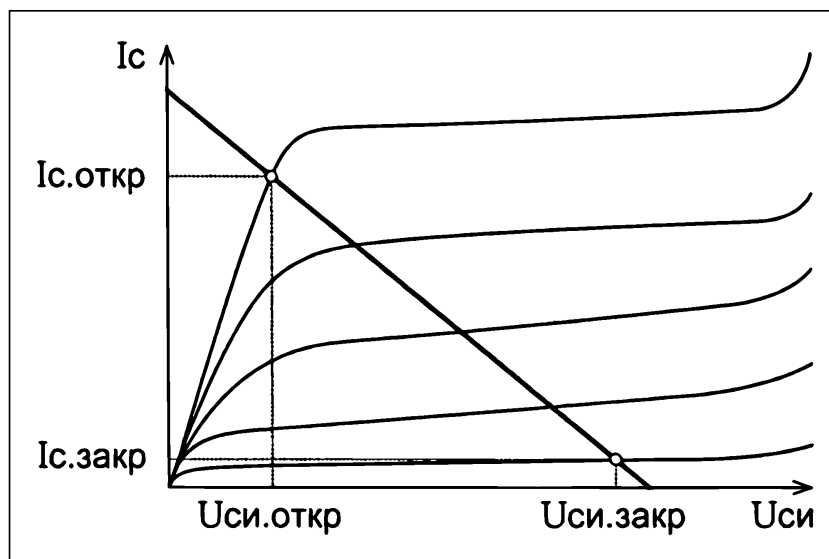


Рис. 1.1. Вольтамперная характеристика МОП-транзистора с индуцированным каналом

На практике идеальных компонентов не бывает, и между выводами сток-исток реального МОП-транзистора с индуцированным каналом в открытом состоянии всегда присутствует небольшое сопротивление, а в закрытом состоянии — высокое конечное сопротивление, и по стоку протекает небольшой ток. Электропрочность оксида под затвором МОП-транзистора определяет максимальные напряжения затвор-исток и затвор-сток. Успехи технологии изготовления МОП-транзисторов позволили приблизить параметры реальных компонентов к недостижимому идеалу. Благодаря этому, мощность потерь в транзисторе, пребывающем в статическом состоянии, мала.

Недостаточное напряжение, прикладываемое к выводам затвор-исток МОП-транзистора с индуцированным каналом, вызывает неполное отпирание компонента и значительное увеличение рассеиваемой им мощности. Поэтому для успешной эксплуатации данных МОП-транзисторов напряжение затвор-исток не должно быть ниже регламентированного. Причем для получения минимального сопротивления канала целесообразно прикладывать к выводам затвор-исток напряжение как можно более высокое, но с запасом ниже максимально допустимого. Это, кроме того, уменьшит зависимость сопротивления канала, а значит — и напряжения сток-исток открытого МОП-транзистора от возможных флюктуаций напряжения затвор-исток.

В активном режиме, в процессе отпирания или запираания транзистора, его рабочая точка пересекает линейную область. При перепаде управляющего напряжения, вызывающего переключение МОП-транзистора из закрытого состояния в открытое, происходит непрерывное снижение напряжения сток-исток на участке от $U_{си.закр}$ до $U_{си.откр}$ и увеличение тока стока от $I_{с.закр}$ до $I_{с.откр}$. Мощность потерь в транзисторе сначала возрастает, достигает максимума и начинается снижение.

При переключении транзистора из открытого состояния в закрытое увеличивается напряжение сток-исток в диапазоне от $U_{си.откр}$ до $U_{си.закр}$, и уменьшается ток стока от $I_{с.откр}$ до $I_{с.закр}$. Мощность, рассеиваемая транзистором в этом процессе, также сначала возрастает, достигает максимума и убывает. Ключевой транзистор, рабочая точка которого пересекает линейную область, выделяет чрезвычайно большую мощность потерь, превалирующую над остальными. Длительные пребывания ключевых транзисторов ИИП в активном режиме значительно снизили бы КПД электропитающих устройств, нивелировав их достоинства. Для уменьшения потерь на переключения время нахождения компонентов в активном режиме должно быть многократно меньше, чем в статическом режиме. Этим методом удалось обеспечить очень высокий КПД реальных силовых преобразователей с ключевыми транзисторами, достигающий 93..98%.

Следовательно, мощность потерь на переключение транзисторов и КПД зависят от длительностей переключений транзистора и пиковых напряжений управляющих импульсов. Работу преобразователей ИИП сопровождает генерация помех, по причине чего затруднительно или даже невозможно к ним подключать нагрузки, чувствительные к высокочастотным пульсациям.

1.3.3. Рассмотрение структурных схем линейных источников электропитания

Упрощенная структурная схема нестабилизированного линейного источника питания дана на рис. 1.2.

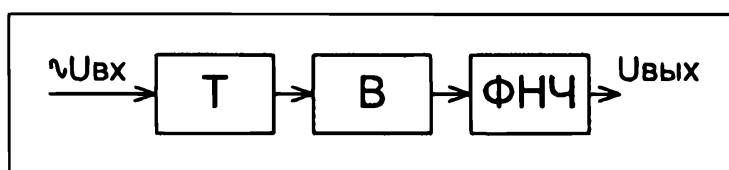


Рис. 1.2. Структурная схема линейного источника питания без стабилизации

Напряжение сети переменного тока подводят к выводам первичной обмотки силового низкочастотного трансформатора (Т). Вторичная обмотка трансформатора нагружена на выпрямитель (В), с которого постоянный ток поступает на фильтр низких частот (ФНЧ), уменьшающий пульсации, а после него — на выход электропитающего устройства. Для фиксации величины выходного напряжения или тока рассматриваемого устройства между ФНЧ и нагрузкой можно ввести компенсационный стабилизатор (СТ) линейного или импульсного принципа действия (рис. 1.3).

Измерительный элемент (ИЭ) цепи обратной связи отслеживает требуемый выходной параметр электропитающего устройства и в соответствии с его отклонением от нормы подает управляющий сигнал на стабилизатор. У линейных стабилизаторов напряжения выходное напряжение всегда ниже нестабилизированно-

го входного и имеет такую же полярность. Выходное напряжение импульсного стабилизатора напряжения может быть как выше, так и ниже входного напряжения, а кроме того может обладать обратной полярностью.

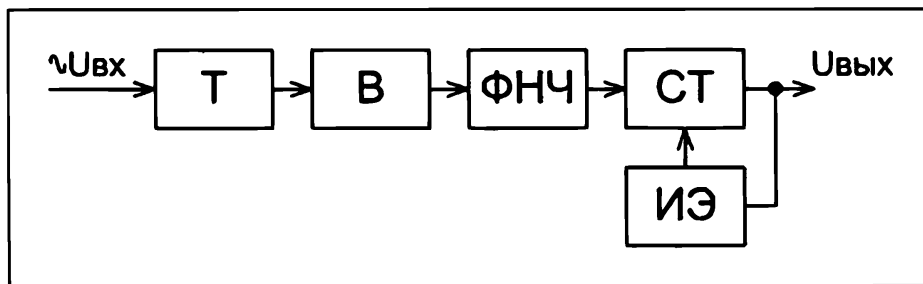


Рис. 1.3. Структурная схема линейного источника питания со стабилизацией

Линейный стабилизатор напряжения непрерывно рассеивает мощность, которую допустимо вычислить по формуле:

$$P_{\text{рас}} = P_{\text{вх}} - P_{\text{вых}} = I_{\text{вх}} \cdot U_{\text{вх}} - I_{\text{вых}} \cdot U_{\text{вых}}, \text{ Вт.} \quad (1.8)$$

К достоинствам линейных электропитающих устройств относят простоту схемотехники и достижение малого уровня наводок и пульсаций выходного напряжения, а к недостаткам — низкий КПД и плохие массогабаритные характеристики, обусловленные преимущественно наличием крупных и тяжелых компонентов: трансформатора, работающего на низкой частоте; конденсатора фильтра, и сглаживающего дросселя. Улучшение массогабаритных характеристик такого устройства возможно лишь при переходе к трансформации и фильтрации на гораздо более высокой частоте.

1.3.4. Описание структурных схем импульсных источников электропитания

Упрощенная структурная схема нестабилизированного бестрансформаторного электропитающего устройства изображена на рис. 1.4.

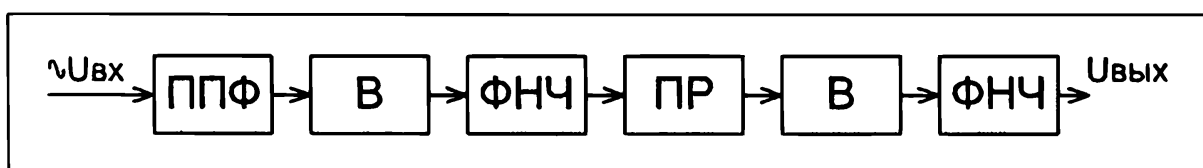


Рис. 1.4. Структурная схема ИИП без стабилизации

Переменный ток питающей сети течет по входному помехоподавляющему фильтру (ППФ) и поступает на входной низкочастотный выпрямитель, а затем — на подавляющий пульсации фильтр низких частот. Далее выпрямленный и отфильтрованный постоянный ток потребляется импульсным преобразователем (ПР), который электронным ключом формирует импульсы, следующие один за другим с высокой частотой. Эти импульсы подаются на первичную обмотку специального малогабаритного трансформатора. Форма такого типичного прямоугольного импульса напряжения показана на осциллограмме, представленной на рис. 1.5.

Вторичная обмотка трансформатора нагружена на быстродействующий выпрямитель, с которого постоянный ток поступает на фильтр низких частот, подавляющий высокочастотные пульсации, а с него — на выход устройства электропитания. Входной помехоподавляющий фильтр препятствует проникновению в сеть

колебаний, генерируемых преобразователем ИИП. Обеспечение стабилизации выходного напряжения или тока может быть достигнуто несколькими способами, что отражено на рис. 1.6.

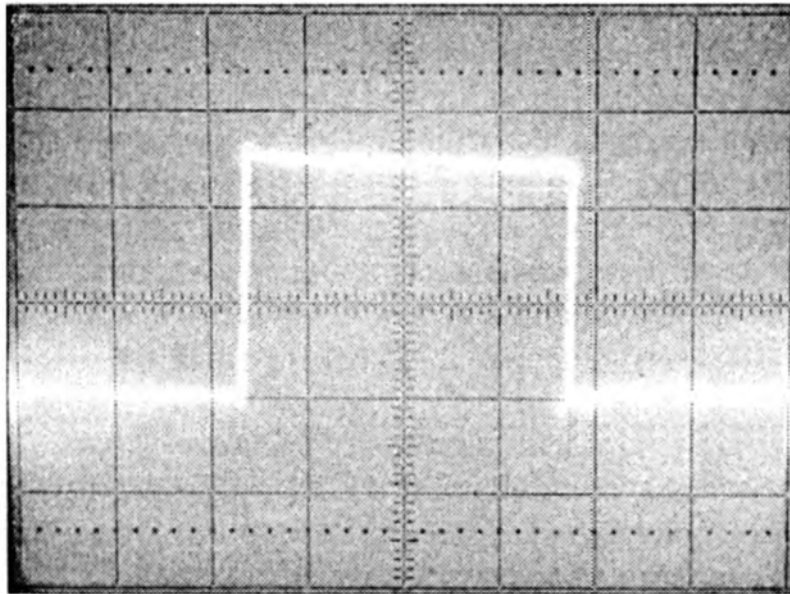


Рис. 1.5. Почти идеальный импульс напряжения

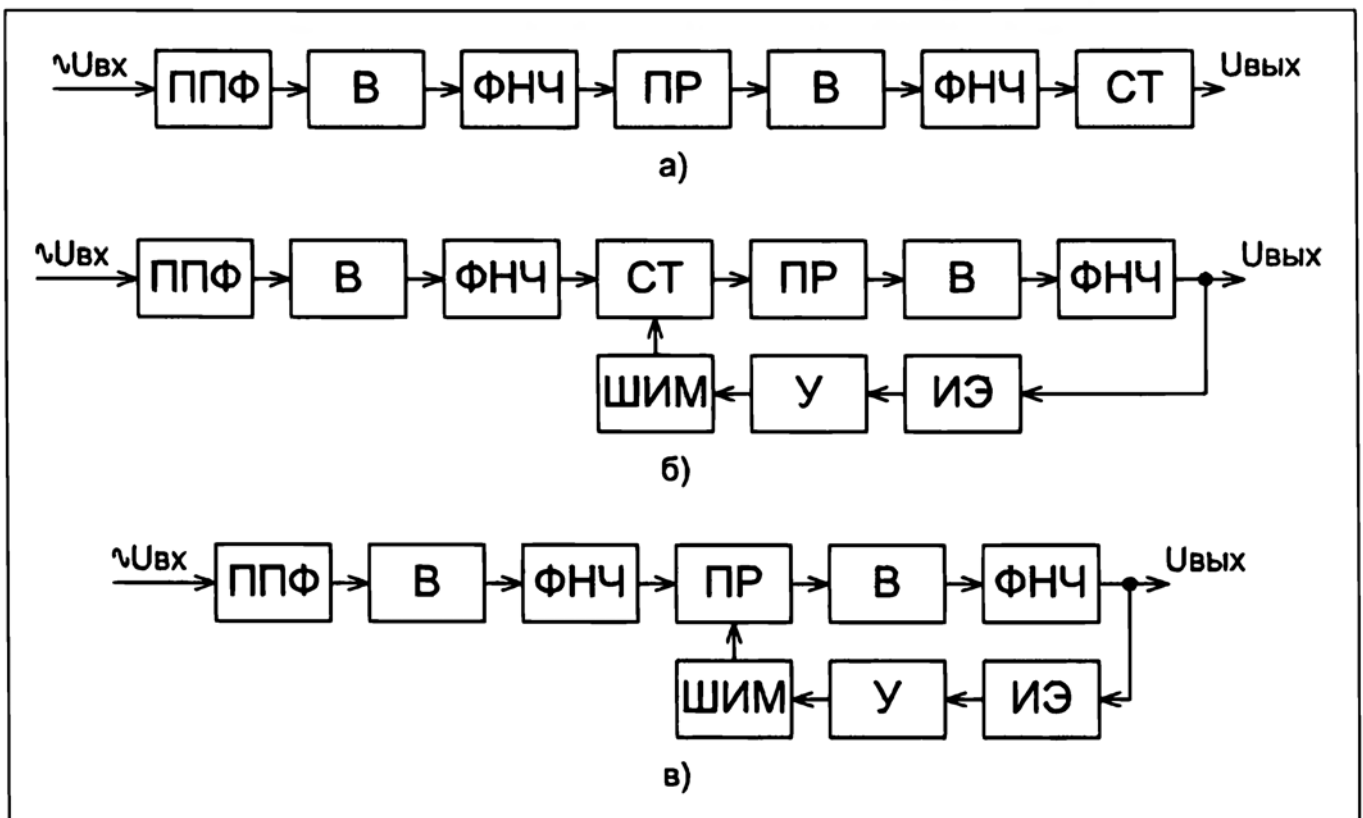


Рис. 1.6. Структурные схемы ИИП с тремя вариантами стабилизации

На рис. 1.6а показана структурная схема бестрансформаторного электропитающего устройства со стабилизатором, размещенным на выходе; на рис. 1.6б — с широтно-импульсным (ШИ) регулируемым стабилизатором, установленным перед входом преобразователя; на рис. 1.6в — с ШИ-регулированием силового преобразователя.

Достижение стабилизации в варианте “а” аналогично рассмотренному ранее на рис. 1.3. В вариантах “б” и “в” измерительный элемент цепи обратной связи контролирует требуемый выходной параметр ИИП и, в зависимости от его флюк-

туаций, подает сигнал на усилитель (У), с которого поступает в широтно-импульсный модулятор (ШИМ). Затем, в варианте “б” ШИМ воздействует на стабилизатор, от которого получает питание нерегулируемый преобразователь, а в варианте “в” ШИМ управляет длительностью импульсов открытого состояния электронных ключей непосредственно преобразователя.

К достоинствам бестрансформаторных электропитающих устройств, преобразователи напряжений которых функционируют на повышенных частотах, относят высокий КПД и хорошие массогабаритные характеристики, простоту введения систем стабилизации, защиты от аварийных режимов, обеспечения различных сервисных функций. Часто бестрансформаторные электропитающие устройства не требовательны к качеству электроэнергии питающей сети и способны успешно работать при резко несинусоидальной форме питающего напряжения, а также — от сетей постоянного тока.

К недостаткам ИИП относят сложность схемотехники, а если электронные ключи преобразователя функционируют без коммутации при нуле тока или напряжения, — то и повышенный уровень высокочастотных наводок в широком спектре, борьба с которыми может быть затруднительна.

Модуляция и регулирование параметров сигналов

2.1. Основные сведения о сигналах и видах их модуляции

Сигналом называют электрическую величину, в которой заключена информация, и которая меняется со временем. Важнейшей характеристикой сигнала является совокупность его гармонических составляющих, именуемая спектром. Различные колебания можно разделить на три группы: случайные, детерминированные и квазидетерминированные (или квазислучайные).

Случайным называют колебание, мгновенное значение которого непредсказуемо (типичный пример — помехи). Детерминированным именуют колебание, мгновенное значение которого в любой промежуток времени с единичной вероятностью может быть описано какой-либо временной функцией. Детерминированные колебания информацию не несут. Примером детерминированного колебания может быть напряжение на выходе задающего (тактового) генератора, параметры которого неизменны в течение времени включенного состояния устройства. Квазислучайным называют колебание, отдельный параметр (или параметры) которого случайны. В качестве примера квазислучайного сигнала можно привести изменение выходного напряжения источника питания, нагруженного на усилитель мощности звуковой частоты, в связи с тем, что априори неизвестно, на сколько милливольт в точности уменьшится напряжение в определенный промежуток времени.

Модуляцией в общем случае называют процесс изменения одного или нескольких параметров сигнала в результате действия модулирующего сигнала. Увеличение, уменьшение или поддержание неизменным выходного напряжения и тока ИИП обычно достигают за счет варьирования параметров последовательности импульсов, управляющих функционированием силового преобразователя. В частности, отношение длительностей всех импульсов к периоду определяет энергию, отдаваемую преобразователем в нагрузку за определенный интервал времени.

Пространственное или временное регулирование параметров импульсной последовательности сигналов называют импульсной модуляцией. Обычно для управления преобразователем используют один из следующих видов импульсной модуляции:

- широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) (*pulse-width modulation, PWM*) с неизменной частотой импульсов;

- широтно-импульсную двухпозиционную модуляцию, по-другому называемую гистерезисной или релейной;
- фазово-импульсную модуляцию (ФИМ) (*pulse-position modulation, PPM*);
- частотно-импульсную модуляцию (ЧИМ) (*pulse-frequency modulation, PFM*);
- амплитудно-импульсную модуляцию (АИМ) (*pulse-amplitude modulation, PAM*).

Регулируемые сигналы таким способом вырабатывают различные задающие генераторы. Сигналы, поступающие на задающий генератор от датчиков, допустим, силы тока в цепи, напряжения на компоненте, могут быть, кроме того, заключены в сообщении импульсно-кодовой модуляцией или прочих модуляций более редких видов.

2.2. Широтно-импульсная модуляция

2.2.1. Описание основных видов широтно-импульсной модуляции

К часто применяемым разновидностям функционирования ШИМ-контроллеров относят:

- режим напряжения с ограничением среднего тока;
- режим напряжения с циклическим ограничением пиков импульсов тока;
- режим двухпозиционного управления напряжением;
- режим двухпозиционного управления током.

При ШИМ с постоянной несущей частотой период постоянен, а происходит изменение длительности импульсов, управляющих силовым преобразователем, и, соответственно, — их ширины. При этом виде ШИМ спектральные составляющие сигнала известны, что упрощает расчет и конструкцию выходного фильтра ИИП. Если ШИМ-контроллер работает в режиме напряжения, то варьирования длительности выходных импульсов достигают путем регулирования наклона линейно нарастающего напряжения на выходе осциллятора, приложенного к частотоподающему конденсатору. Если же ШИМ-контроллер работает в режиме тока, то длительности выходных импульсов корректируют путем изменения времени подачи сигналов сброса с выхода токового компаратора на вход R триггера.

В широтно-импульсных контроллерах, работающих в режиме напряжения, защита от перегрузки по току преобразователя может быть основана на слежении за средним током, ограничении пиков импульсов тока или на работе в гистерезисном режиме с пропуском импульсов. При отслеживании среднего тока сигнал о перегрузке сначала усиливают, а затем подают на компаратор длительности импульсов. Обычно временные затраты на указанные цели довольно велика, а эффективность такой защиты мала в связи с тем, что силовые транзисторы преобразователя могут выйти из строя до того, как будет запрещено вырабатывание отпирающих их импульсов.

При циклическом ограничении импульсов тока происходит отслеживание пиковой силы каждого импульса, а в случае превышения заранее установленного

порога силы тока будет выработан запрет генерации импульсов. Циклическое ограничение силы тока способно эффективно защищать ключевые транзисторы преобразователя от внезапных аварийных ситуаций (например, пробоя компонентов выходного выпрямителя с замыканием цепи, короткого замыкания в обмотках трансформатора и пр.), однако требует низкой инерционности системы защиты.

При работе контроллера задающего генератора в двухпозиционном режиме имеет место пропуск импульсов в течение такта, если выходное напряжение ИИП не уменьшилось относительно заданного порога. Если же напряжение, приложенное к нагрузке ИИП, ниже порогового, то контроллер задающего генератора разрешает выработку сигналов, отпирающих ключевые транзисторы. Частота импульсов при двухпозиционной модуляции непостоянна.

Теперь поговорим об указанных видах модуляций подробно.

2.2.2. Принцип широтно-импульсной модуляции с неизменной частотой в режиме напряжения

Рассмотрим функциональную схему, на которой изображены важнейшие компоненты и системы широтно-импульсного контроллера ИИП, работающего в режиме напряжения (рис. 2.1). Предположим, что электропитающее устройство стабилизировано компенсационным методом.

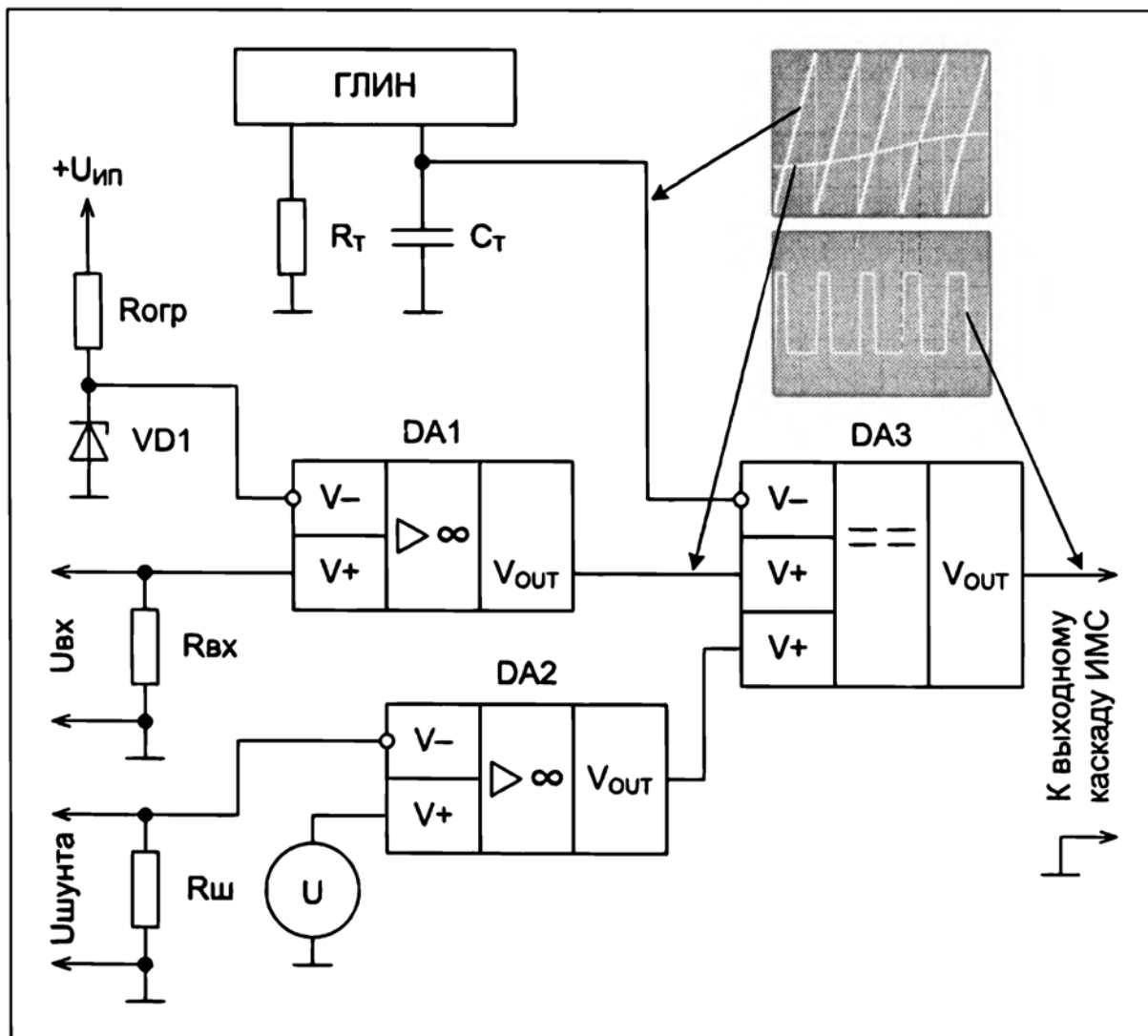


Рис. 2.1. Функциональная схема широтно-импульсного контроллера, работающего в режиме напряжения

В данном случае входное напряжение, пропорциональное параметру, который мы желаем стабилизировать, подводят к одному входу операционного усилителя DA1, называемого усилителем сигнала ошибки (или иначе — усилителем сигнала рассогласования), а на другой вход этого усилителя подают опорное напряжение. Входное напряжение подводят между общим проводом и неинвертирующим входом усилителя сигнала ошибки, а опорное напряжение — между общим проводом и инвертирующим входом усилителя сигнала ошибки. В результате происходит сравнение этих напряжений, и на выходе операционного усилителя DA1 устанавливается напряжение сигнала ошибки. Если величина опорного напряжения превышает величину входного напряжения, то на выходе компонента DA1 присутствует напряжение отрицательной полярности, если же входное напряжение станет больше опорного, то на выходе DA1 появится напряжение положительной полярности.

К обкладкам частото задающего конденсатора C_T подведено пилообразное напряжение от тактового генератора линейно-изменяющегося напряжения (ГЛИН). В специализированные контроллеры задающих генераторов (например, микросхемы TL494, SG3525A, работающие в режиме напряжения, или контроллеры UC3825, UC3845, UC3846, UCC38083, работающие в токовом режиме) уже встроены тактовые генераторы, которые вырабатывают импульсы необходимой формы и длительности. В нашем случае частоту следования импульсов ГЛИН определяют основные параметры времязадающих конденсатора и резистора. Генератор осуществляет циклический заряд частото задающего конденсатора, в результате чего на обкладках последнего присутствует пилообразное линейно нарастающее напряжение. Осциллограмма типичного линейно изменяющегося напряжения, полученного на частото задающем конденсаторе задающего генератора, собранного на микросхеме TL494, представлена на рис. 2.2 (частота — 50,3 кГц; развертка — 5 мкс/деление, аттенюатор — 0,5 В/деление).

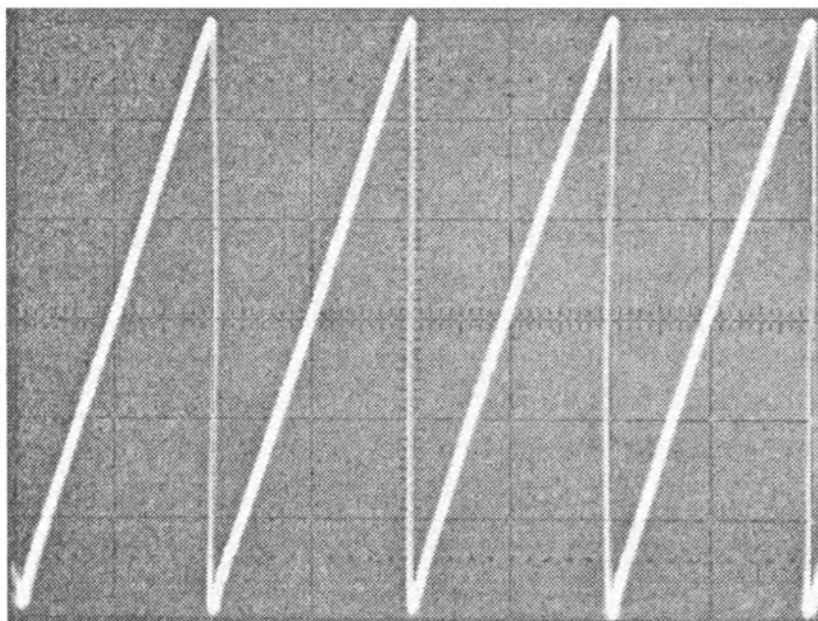


Рис. 2.2. Эпюры пилообразного напряжения на выходе ГЛИН

Напряжение сигнала ошибки с выхода компонента DA1 подают на неинвертирующий вход компаратора длительности импульсов DA3, а к инвертирующему входу подводят эталонное пилообразное напряжение. В итоге на выходе компаратора длительности DA3 получают прямоугольные импульсы напряжения, пода-

ваемые на окончательный каскад микросхемы задающего генератора. Фронт этих импульсов соответствует моменту, когда на неинвертирующий вход компаратора DA3 подано напряжение сигнала ошибки, а на его инвертирующем входе спало пилообразное напряжение по причине того, что триггер, присутствующий в осцилляторе ГЛИН, разрядил частотоподающий конденсатор C_T . Спад данных выходных импульсов задающего генератора соответствует моменту времени, когда возникнет равенство напряжения сигнала ошибки и линейно изменяющегося напряжения, приложенных к входам компаратора длительности DA3. Следовательно, частота пилообразного линейно изменяющегося напряжения — это несущая, а сигнал ошибки — модулирующий.

Время от появления линейно изменяющегося напряжения до момента, когда это напряжение станет равным напряжению сигнала ошибки, соответствует длительности прямоугольного импульса на выходе задающего генератора. Время от момента равенства линейно изменяющегося напряжения и напряжения сигнала ошибки до спада пилообразного импульса напряжения соответствует длительности паузы. Чем выше напряжение сигнала ошибки по отношению к линейно изменяющемуся напряжению, тем больше ширина, а значит — и длительность выходного импульса, а чем больше длительность выходных импульсов при неизменном периоде, тем выше их коэффициент заполнения γ :

$$\gamma = \frac{U_{\text{ош}}}{U_{\text{пил}}}, \quad (2.1)$$

где $U_{\text{ош}}$ — пиковое напряжение сигнала ошибки, В;

$U_{\text{пил}}$ — пиковое пилообразное напряжение, В.

Сразу после импульсного выпрямителя, подключенного к вторичной обмотке трансформатора преобразователя, до ближайшего конденсатора фильтра размещают демодулирующий дроссель. Его задача заключается в том, чтобы постоянное напряжение на сглаживающем конденсаторе соответствовало выпрямленному среднеквадратическому напряжению, а не пиковому. Чем выше коэффициент заполнения импульсов, тем большую энергию получит нагрузка ИИП в единицу времени.

Падающее на шунте напряжение подведено к инвертирующему входу усилителя DA2 сигнала о величине тока, а к неинвертирующему входу данного операционного усилителя приложено смещающее напряжение. Чем больше сила регистрируемого тока, тем больше напряжение, приложенное к инвертирующему входу компонента DA2, тем ниже уровень его выходного напряжения, подаваемого на второй неинвертирующий вход компаратора длительности импульсов DA3, и тем уже импульсы на выходе этого компаратора. Уменьшение длительностей импульсов должно вызвать снижение тока, текущего по шунту.

2.2.3. Принцип широтно-импульсной модуляции с неизменной частотой в режиме тока

Если в ИИП с датчика, отслеживающего значительную силу быстро меняемого тока, текущего через переключательные транзисторы, на микросхему задающего генератора подают сигнал о перегрузке, то в данном случае для безаварийного

функционирования устройства может быть целесообразно применение широтно-импульсного контроллера, обеспечивающего модуляцию в режиме тока. Рассмотрим функциональную схему важнейших узлов такого контроллера (рис. 2.3).

Выходное пилообразное напряжение неизменяемой частоты с ГЛИН поступает на неинвертирующий вход компаратора осциллятора DA3, в то время как к инвертирующему входу последнего приложено напряжение смещения. Компаратор DA3 преобразует пилообразное напряжение в импульсы напряжения прямоугольной формы, которые поступают на вход S RS-триггера DD1, обеспечивая установку логической единицы. В результате с выхода RS-триггера на следующий каскад контроллера поступает прямоугольный импульс.

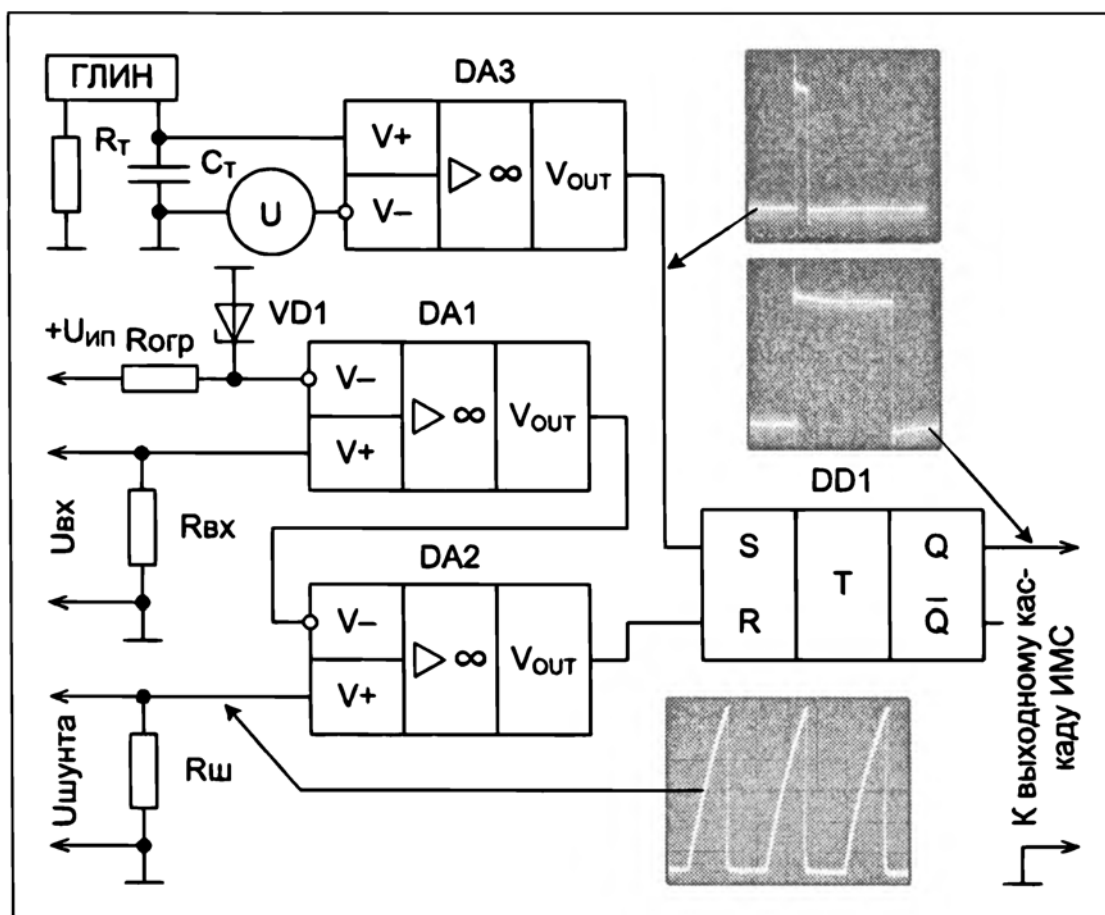


Рис. 2.3. Функциональная схема широтно-импульсного контроллера, работающего в режиме тока

Сигнал отрицательной обратной связи ИИП подан на неинвертирующий вход усилителя ошибки DA1, а сигнал с его выхода поступает на инвертирующий вход быстродействующего компаратора тока DA2. При этом на неинвертирующий вход компаратора DA2 поступает напряжение сигнала, пропорциональное величине тока в цепи. Форма импульсов тока, протекающего по шунту, может быть треугольной. Как только сигнал о перегрузке по току, поступающий на вход компаратора DA2, превзойдет уровень, которым обладает сигнал на выходе усилителя ошибки DA1, на выходе элемента DA2 возникнет импульс сброса, поступающий на вход R триггера DD1. Благодаря этому результирующему сигналу сброса, прекращается подача прямоугольного импульса на следующий каскад контроллера. Таким образом, сигнал, приходящий на вход S триггера DD1, определяет время появления фронта импульса на выходе задающего генератора, а приложенный к входу R сигнал — его спад. Чем позже поступит импульс сброса на вход R триггера относительно времени появления импульса установки, тем более длительными будут вы-

ходные импульсы, и тем меньше будет их скважность. Следовательно, чем выше входное напряжение на неинвертирующем входе усилителя рассогласования DA1 при неизменной величине сигнала о силе тока, тем больше коэффициент заполнения импульсов, подводимых к выходному каскаду контроллера, а чем больше протекающий по шунту ток, тем короче выходные импульсы.

Широтно-импульсные стабилизаторы, работающие и в режиме тока, и в режиме напряжения, в общем случае обладают меньшим быстродействием и худшими динамическими характеристиками по сравнению с двухпозиционными стабилизаторами. Однако, благодаря постоянству частоты импульсов, фильтрация выходного напряжения в источниках питания с широтно-импульсной модуляцией, как правило, проще, чем в двухпозиционных стабилизаторах.

2.2.4. Принцип двухпозиционной широтно-импульсной модуляции

Переключение силового транзистора, подсоединенного к выходному каскаду задающего генератора, работающего в режиме двухпозиционной модуляции, происходит в моменты, когда напряжение, пропорциональное контролируемому сигналу, достигло одного из крайних значений в заранее установленном диапазоне. Для этого выявляют соответствие напряжения сигнала рассогласования с минимальным или пиковым пороговым сигналом predeterminedного диапазона.

Рассмотрим функциональную схему основных блоков и компонентов контроллера двухпозиционной модуляции в токовом режиме (рис. 2.4).

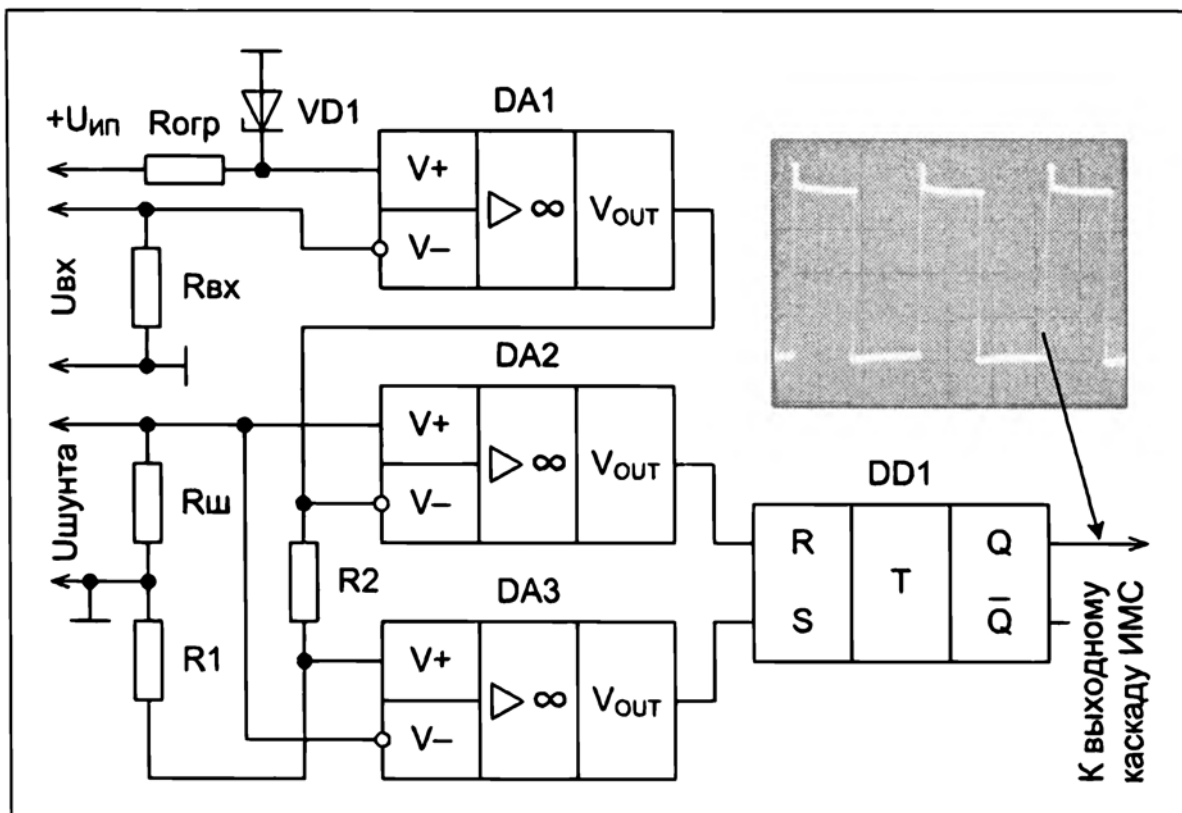


Рис. 2.4. Функциональная схема контроллера, действующего в режиме двухпозиционной модуляции

Пусть в начальный момент времени закрыт силовой транзистор, подсоединенный к оконечному каскаду задающего генератора, по шунту ток не течет, и отсутствует входное напряжение обратной связи, поступающее на инвертирующий вход усилителя сигнала ошибки DA1. На входах R и S триггера DD1, а также —

на его выходе присутствуют сигналы логического нуля. В связи с тем, что опорное напряжение, падающее на стабилитроне VD1, и приложенное к неинвертирующему входу компонента DA1 больше, чем входное напряжение, поданное на его инвертирующий вход, на выходе усилителя DA1 присутствует напряжение сигнала положительной полярности. Отсутствуют напряжения на неинвертирующем входе компаратора пикового тока DA2 и на инвертирующем входе компаратора минимального тока DA3. На инвертирующий вход компаратора DA2, а также через резистор R2 на неинвертирующий вход компаратора DA3 подан сигнал высокого уровня с выхода усилителя сигнала ошибки DA1. Выход компаратора пикового тока DA2 приобретает состояние логического нуля, а выход компаратора минимального тока DA3 — логической единицы. Таким образом, на входе S RS-триггера DD1 присутствует логическая единица, а на R входе — ноль, в результате чего произойдет переключение триггера, и на его прямом выходе Q будет логическая единица, а на инверсном выходе \bar{Q} — логический ноль. На выходе задающего генератора формируется импульс, отпирающий ключевой транзистор, по шунту начнет протекать ток, и напряжение сигнала обратной связи с выхода ИИП поступает на инвертирующий вход усилителя сигнала ошибки DA1.

Как только напряжение обратной связи на инвертирующем входе усилителя сигнала ошибки DA1 достигнет опорного напряжения, выходное напряжение компонента DA1 поменяет полярность. От этого на инвертирующий вход компаратора DA2 и на неинвертирующий вход компаратора DA3 поступит сигнал низкого уровня с выхода усилителя ошибки DA1. Напряжение, падающее на шунте, будет подано на неинвертирующий вход компаратора пикового тока DA2 и инвертирующий вход компаратора минимального тока DA3. На выходе компаратора пикового тока DA2 возникает сигнал логической единицы, а на выходе компаратора минимального тока DA3 — логического нуля. На входе R триггера DD1 присутствует логическая единица, а на входе S — логический ноль, что инициирует переключение триггера, и на его прямом выходе Q появится логический ноль, а на инверсном выходе \bar{Q} — логическая единица. В результате на выходе задающего генератора исчезает импульс управления ключевым транзистором, и происходит запираание последнего, идет снижение тока, протекающего по шунту и уменьшение напряжения сигнала обратной связи. Далее процесс повторяется.

Отклонение отслеживаемого параметра (например, текущего по шунту тока, падающего на нагрузке напряжения и пр.) инициирует изменение длительности и периода импульсов, благодаря чему воздействие дестабилизирующего фактора будет компенсировано. Изменение периода последовательности импульсов указывает на непостоянство частоты переключения, что усложняет конструкцию выходного фильтра устройства. Этот недостаток свойственен двухпозиционной широтно-импульсной модуляции, однако двухпозиционные стабилизаторы способны обладать высокими динамическими свойствами.

2.3. Частотно-импульсная модуляция сигналов

Способ частотно-импульсной модуляции подразумевает коммутацию ключевого транзистора импульсами с обязательно переменным периодом следования и фиксированной длительностью импульсов или пауз между ними. Простейшая организация модулятора с изменяемой частотой представляет собой комбинацию

усилителя ошибки, осциллятора и триггера, как показано на функциональной схеме на рис. 2.5.

Логические элементы “2ИЛИ-НЕ” (DD1 и DD2) играют роль асинхронного RS-триггера. Мультивибратор, пока включено устройство, постоянно генерирует импульсы прямоугольной формы стабильной ширины, которые поступают на вход R триггера DD1. Пока на входе S триггера DD2 присутствует сигнал логического нуля, а на входе R — логический ноль, на прямом выходе Q элемента DD1 присутствует логический ноль, а на инверсном выходе \bar{Q} элемента DD2 — логическая единица. Пусть произойдет понижение напряжения на входе усилителя ошибки DA1 относительно опорного напряжения, падающего на стабилитроне VD1, приводящее к появлению сигнала логической единицы на входе элемента DD2. При этом, если на выходе мультивибратора присутствует пауза между импульсами (т. е. сигнал логического нуля на входе R), то произойдет прерывание триггера, на его прямом выходе Q будет сигнал логической единицы. Сигнал с выхода Q будет подан на оконечный каскад контроллера задающего генератора, а с него, в конечном итоге, — на ключевой транзистор. Временное перекрытие длительностей импульсов на выходе мультивибратора и входного сигнала определяет частоту следования импульсов, подаваемых на следующий каскад устройства.

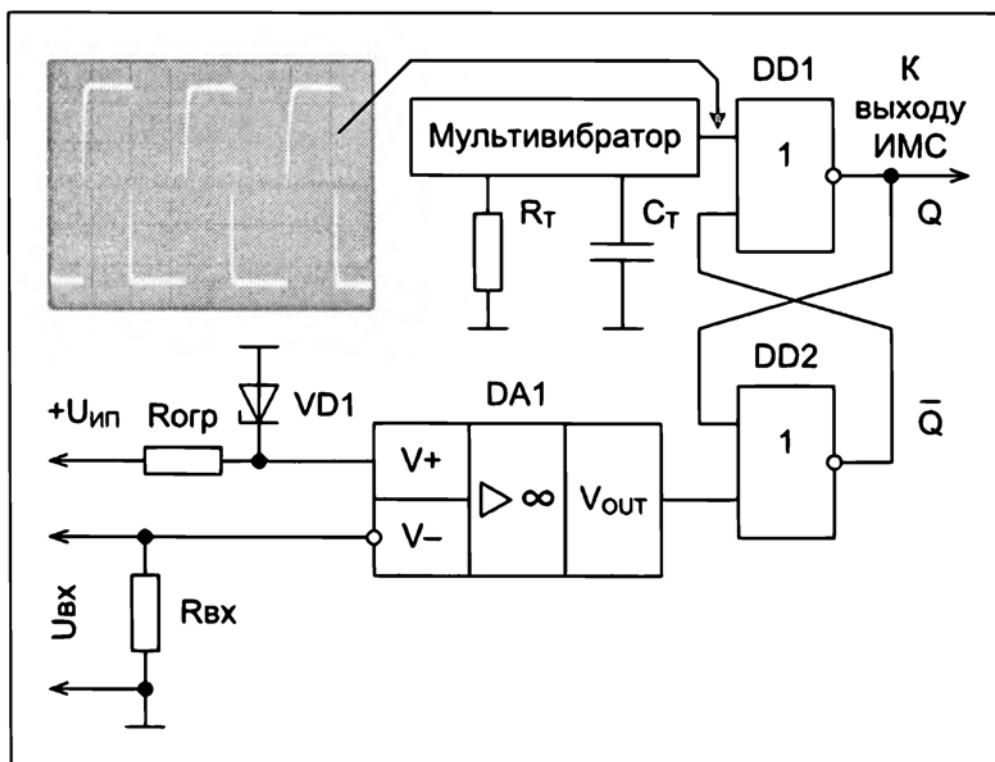


Рис. 2.5. Функциональная схема простейшей системы регулирования варьированием частоты

Существенное изменение частоты импульсов усложняет выходные фильтры ИИП.

2.4. Фазово-импульсное регулирование сигналов с жесткой коммутацией

Фазово-импульсное регулирование заключается в целенаправленном сдвиге фаз импульсов во времени для достижения заданных целей, причем период следования импульсов фиксирован. Зачастую регулирование параметров ИИП путем

ФИМ применяют в мощных (обычно более 1..2 кВт) двухтактных мостовых преобразователях, сдвоенных квазидвухтактных преобразователях с двумя ключевыми транзисторами и других подобных устройствах. Основные компоненты двухтактного мостового преобразователя с “жесткой” коммутацией, управление которым осуществляют ФИМ-напряжением, показаны на рис. 2.6.

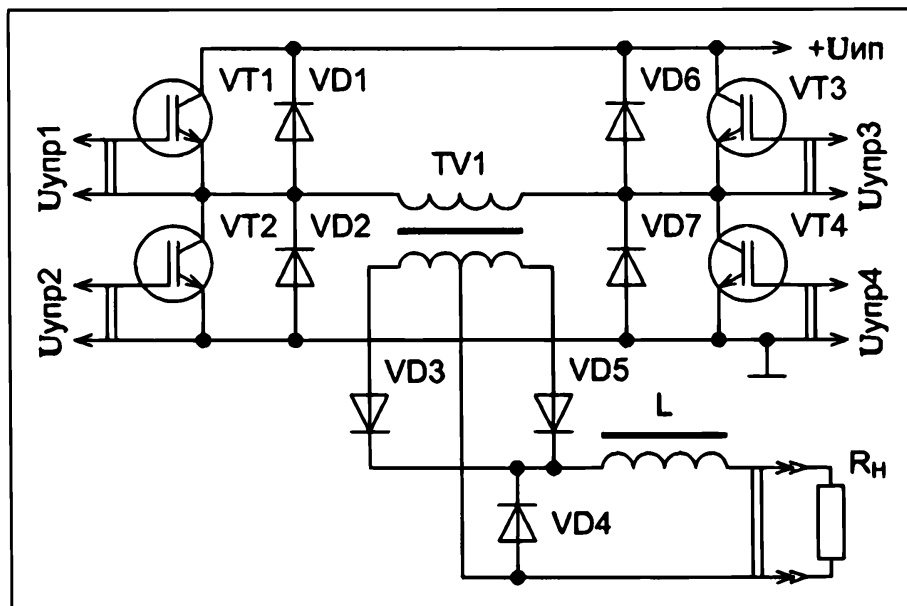


Рис. 2.6. Принципиальная схема двухтактного мостового преобразователя

Демпферы, компоненты защиты, цепи форсированного разряда затворных емкостей и прочие вспомогательные элементы на рис. 2.6 условно не показаны. Пока ФИМ-управление неактивно, синхронно открывается пара БТИЗ-транзисторов VT1 и VT4, а также — пара VT2 и VT3. Импульсы положительной и отрицательной полярностей на обмотках трансформатора TV1 обладают такими же длительностями, как импульсы управляющих сигналов, развиваемые на выходе задающего генератора, а при активизации ФИМ равенство этих длительностей и синхронность переключения пар транзисторов исчезает. Фазового сдвига достигают за счет задержки подачи отпирающих импульсов на электронные ключи.

Для рассмотрения работы ФИМ обратим внимание на рис. 2.7, на котором показаны диаграммы импульсов при таком виде регулирования.

На диаграмме “а” изображены прямоугольные импульсы напряжения, управляющие переключением транзистора VT2, а на графике “б” — импульсы напряжения, управляющие транзистором VT3. Из рис.2.7 видно, что периоды T импульсов, прикладываемых между затворами и эмиттерами транзисторов VT2 и VT3 одного плеча моста, одинаковы, однако фронты импульсов, отпирающих транзистор VT3, сдвинуты относительно времени появления фронтов импульсов включения транзистора VT2 на некоторое время задержки t_3 .

На диаграмме “в” показаны импульсы напряжения положительной полярности на первичной обмотке трансформатора TV1, вызванные открыванием только транзисторов VT2 и VT3. Заметно, что длительность данных результирующих импульсов стала меньше в сравнении с длительностью управляющих импульсов на величину фазового сдвига t_3 .

На диаграмме “г” изображены импульсы напряжения на первичной обмотке трансформатора TV1, порожденные сугубо открыванием транзисторов VT1 и VT4 другой диагонали моста. Напряжение этих импульсов обладает отрицательной по-

лярностью. Наконец, на самой нижней диаграмме “д” дана общая форма импульсов напряжения на первичной обмотке трансформатора TV1.

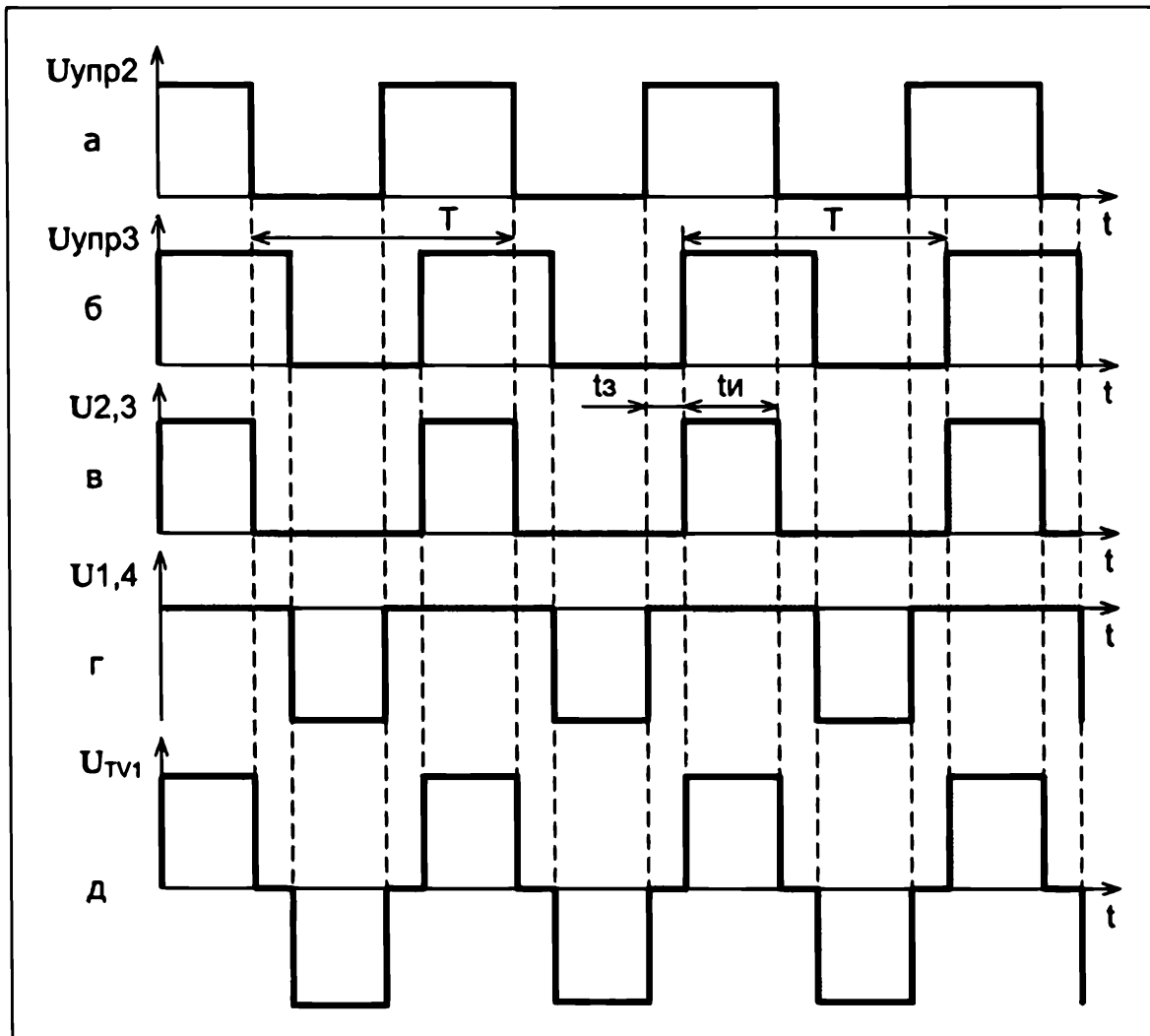


Рис. 2.7. Диаграммы ФИМ-напряжений в двухтактном мостовом преобразователе

Увеличение задержки подачи импульсов, открывающих ключевой транзистор VT2, и вызванное этим уменьшение коэффициента заполнения импульсов посредством ФИМ относительно рассмотренных ранее диаграмм показано на рис. 2.8.

Видно, что фронты импульсов напряжения меандра, подаваемые на затворы транзистора VT2, задержаны во времени относительно фронтов импульсов, открывающих транзистор VT3. Длительность импульсов итогового напряжения на первичной обмотке трансформатора TV1 характеризуется значительной длительностью защитной паузы на нулевом уровне.

Энергия, отдаваемая в нагрузку в единицу времени, тем меньше, чем больше задержка длительностей фронтов импульсов, с помощью которых управляют электронными ключами в противоположных диагоналях моста. Величина импульсного напряжения, приложенного к нагрузке, также зависит от фазового сдвига.

ИИП с ФИМ-регулированием зачастую способны функционировать на высоких частотах преобразования, при “мягком” переключении могут обладать очень незначительными потерями на коммутацию, высоким КПД силовой части и иметь выходной дроссель с низкой индуктивностью, что относят к достоинствам. В некоторых же случаях дроссель и вовсе может отсутствовать, а будет достаточно, допустим, индуктивности шлангов, соединяющих нагрузку с устройством электропитания.

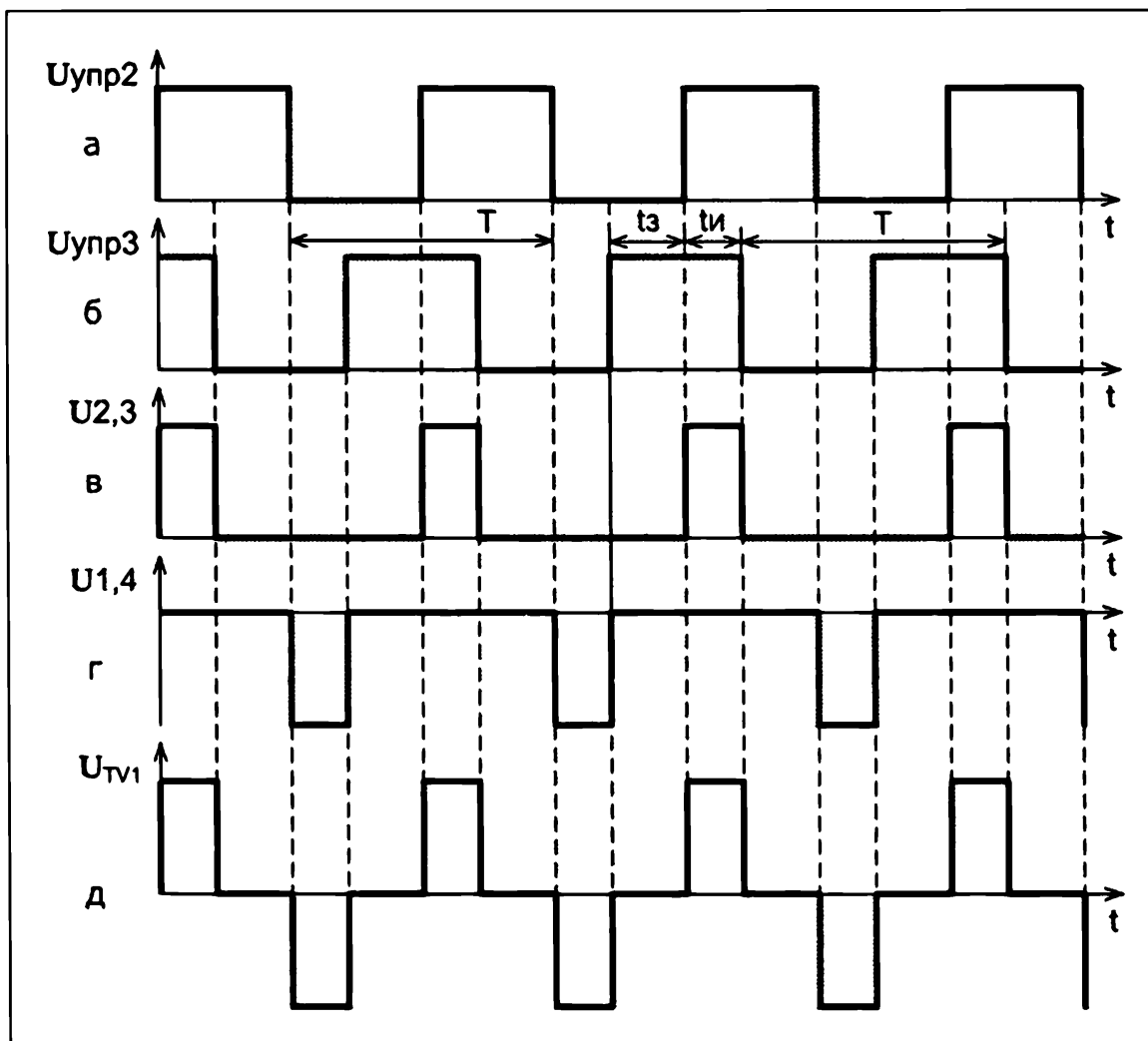


Рис. 2.8. Фазы напряжений на компонентах двухтактного мостового преобразователя, обеспечивающие увеличение скважности

Фазово-импульсное регулирование сигналов в импульсных преобразователях с “жестким” переключением обычно применяют реже, чем ФИМ с “мягкой” коммутацией и переключением при отсутствии тока, протекающего по транзисторам, (режим *ZCS*, *Zero Current Switching*), или при нуле приложенного к ним напряжения (режим *ZVS*, *Zero Voltage Switching*). Такую “мягкую” коммутацию с ФИМ применяют в резонансных и квазирезонансных преобразователях. Промышленность выпускает ФИМ-контроллеры задающих генераторов с небольшим числом компонентов “обвязки”, обеспечивающие “мягкую” коммутацию, например: микросхемы марок UC2875, UC3876, UC3877, UC3878, UCC3895 и др. Такие микросхемы имеют столько выходов, сколько электронных ключей они способны коммутировать. Непосредственное переключение ими транзисторов в высоковольтных сетевых преобразователях затруднено низкими максимально допустимыми напряжениями между выходами микросхем.

2.5. Процесс амплитудно-импульсной модуляции сигналов

Для амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) характерна аппроксимация изменений пиковых значений (проще говоря — высот) дискретных импульсов при фиксированной частоте их следования. Для получения АИМ в ИИП может быть задействовано электрическое подключение преобразователя к отводам обмоток

импульсного трансформатора, использовано несколько независимых преобразователей, нагруженных на трансформаторы, у которых соединены вторичные обмотки, или применена иная реализация системы. Рассмотрим принципиальную схему, содержащую два мостовых преобразователя с общим трансформатором, к обмотке III которого подсоединена нагрузка (рис. 2.9).

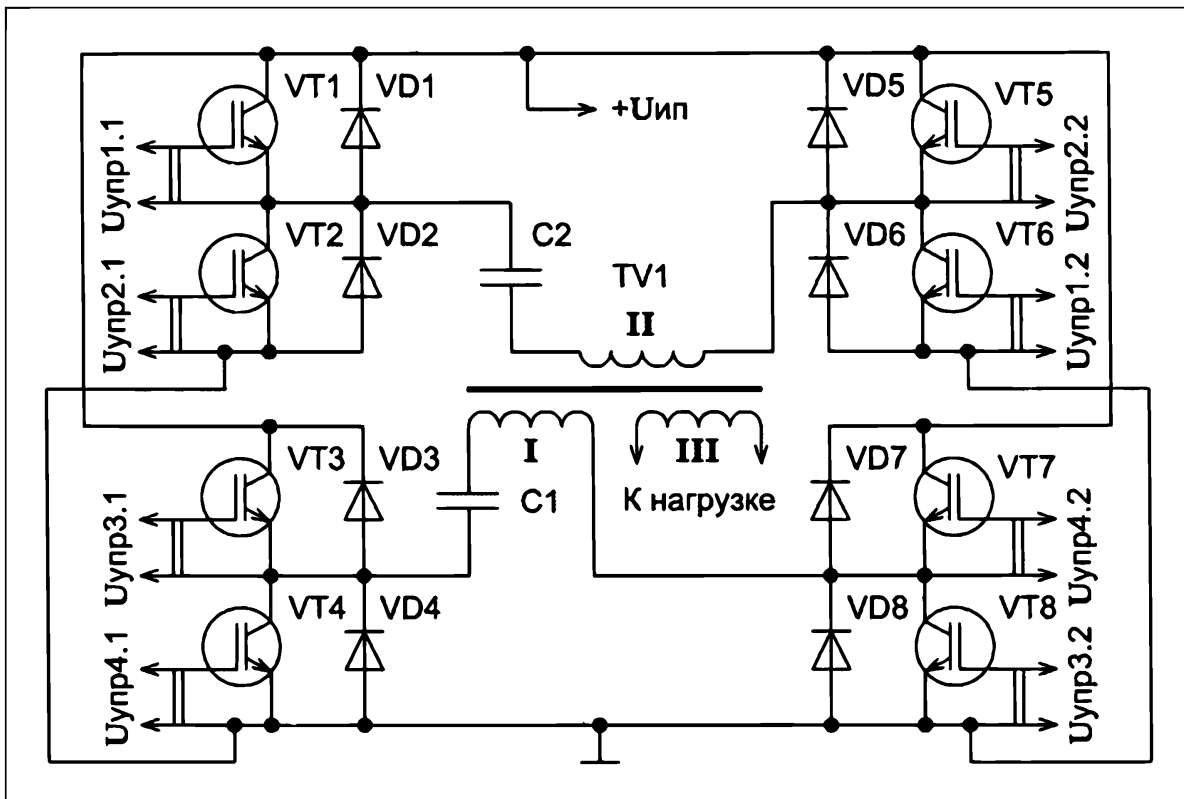


Рис. 2.9. Схема преобразователя на БТИЗ-транзисторах, которыми можно управлять АИМ-сигналами

Подадим отпирающие прямоугольные импульсы напряжения $U_{упр1.1}$ и $U_{упр1.2}$ на затворы соответствующих ключевых транзисторов $VT1$ и $VT6$ в одной диагонали моста. Транзисторы $VT1$ и $VT6$ переходят в открытое состояние, и ток течет по цепи от $+U_{ип}$ по выводам коллектор-эмиттер БТИЗ $VT1$, конденсатору $C2$, обмотке II трансформатора $TV1$, выводам коллектор-эмиттер БТИЗ $VT6$ к общему проводу. Фронт открывания этих транзисторов соответствует моменту времени t_1 на идеализированном графике (рис. 2.10), на котором отражено изменение напряжения на обмотке III трансформатора $TV1$, а, соответственно, — и на нагрузке системы.

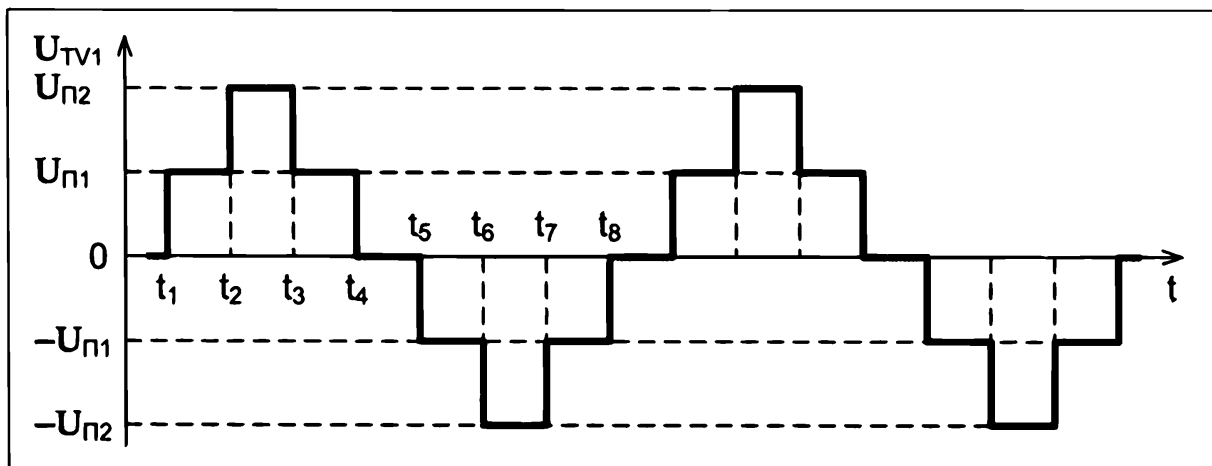


Рис. 2.10. График импульсов, возникающих на обмотке III трансформатора $TV1$ преобразователя

При этом в течение отрезка времени $t_1..t_2$ на обмотках трансформатора присутствует положительный прямоугольный импульс напряжения $U_{п1}$. Прекратим отдачу управляющих импульсов напряжений $U_{упр1.1}$ и $U_{упр1.2}$ на транзисторы VT1 и VT6 и подадим отпирающие импульсы напряжения $U_{упр3.1}$ и $U_{упр3.2}$ на затворы БТИЗ VT3 и VT8 в диагонали другого моста.

Обмотка I импульсного трансформатора TV1 содержит настолько больше витков, чем обмотка II этого трансформатора, насколько необходимо увеличить пиковое значение импульсов $U_{п2}$ в интервалах $t_2..t_3$, $t_6..t_7$, $t_{10}..t_{11}$ и т.д. по сравнению с напряжением $U_{п1}$ на участках $t_1..t_2$ и $t_3..t_4$. Транзисторы VT1 и VT6 переходят в закрытое состояние, а VT3 и VT8 — в открытое, и ток течет по цепи от $+U_{ин}$ по выводам коллектор-эмиттер транзистора VT3, конденсатору C1, обмотке I трансформатора TV1, выводам коллектор-эмиттер БТИЗ VT8 к общему проводу. В результате во временном интервале $t_2..t_3$ на обмотках трансформатора TV1 присутствует прямоугольный импульс положительной полярности с пиковым напряжением, превышающим напряжение для предыдущего импульса.

В момент времени t_3 обрываются импульсы напряжения $U_{упр3.1}$ и $U_{упр3.2}$, приводящее к запирающему БТИЗ VT3 и VT8, и заканчивается подача прямоугольных импульсов напряжения $U_{упр1.1}$ и $U_{упр1.2}$ на затворы соответствующих транзисторов VT1 и VT6, что инициирует открывание последних. С момента времени t_3 по момент t_4 идет положительный импульс напряжения с пиковым значением $U_{п1}$ на обмотках трансформатора TV1, а с момента t_4 до момента t_5 ни на один транзистор отпирающее напряжение не подают. Все транзисторы закрыты, и в напряжениях на обмотках трансформатора TV1 присутствует пауза.

В течение отрезка времени $t_5..t_6$ отпирающие прямоугольные импульсы напряжения $U_{упр2.1}$ и $U_{упр2.2}$ подают на затворы БТИЗ VT2 и VT5. В итоге на обмотках трансформатора TV1 возникает отрицательный импульс с пиковым значением $-U_{п1}$. В момент времени t_6 управляющие напряжения $U_{упр2.1}$ и $U_{упр2.2}$ убирают, а к затворам транзисторов VT4 и VT7 подводят отпирающие напряжения $U_{упр4.1}$ и $U_{упр4.2}$. После этого транзисторы VT4 и VT7 открыты, а все остальные транзисторы обоих мостов закрыты. Таким образом, на обмотках трансформатора TV1 в интервале $t_6..t_7$ присутствует отрицательный импульс с большим пиковым напряжением $-U_{п2}$.

В момент времени t_7 подачу управляющих импульсов $U_{упр4.1}$ и $U_{упр4.2}$ запрещают, а на затворы транзисторов VT2 и VT5 с момента t_7 до момента t_8 подают прямоугольные импульсы напряжения $U_{упр2.1}$ и $U_{упр2.2}$. Транзисторы VT2 и VT5 переходят в открытое состояние, транзисторы VT4 и VT7 — в закрытое, и на обмотках трансформатора TV1 возникает импульс отрицательной полярности с пиковым значением $-U_{п1}$.

В момент времени t_8 отпирающие напряжения $U_{упр2.1}$ и $U_{упр2.2}$ убирают, и до момента времени t_9 ни на какие транзисторы отпирающие сигналы не подают, благодаря чему все транзисторы закрыты, и импульсы на обмотках трансформатора TV1 отсутствуют.

Затем рассмотренные процессы повторяются. В АИМ-преобразователе форма импульсов напряжения на вторичной обмотке силового трансформатора при максимальном коэффициенте заполнения могут соответствовать вариантам, показанным на рис. 2.11 и рис. 2.12.

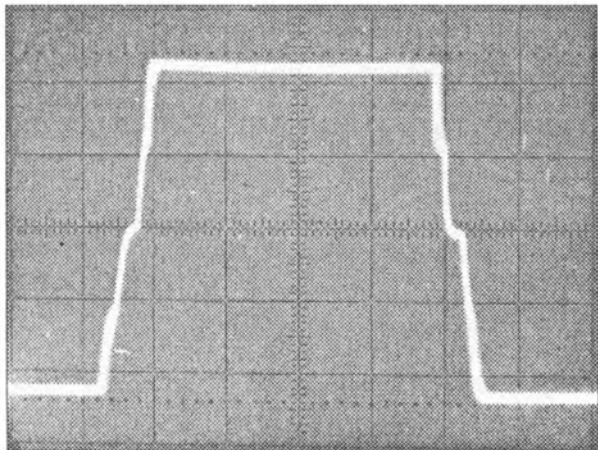


Рис. 2.11. Одиночный импульс напряжения АИМ при минимальной скважности

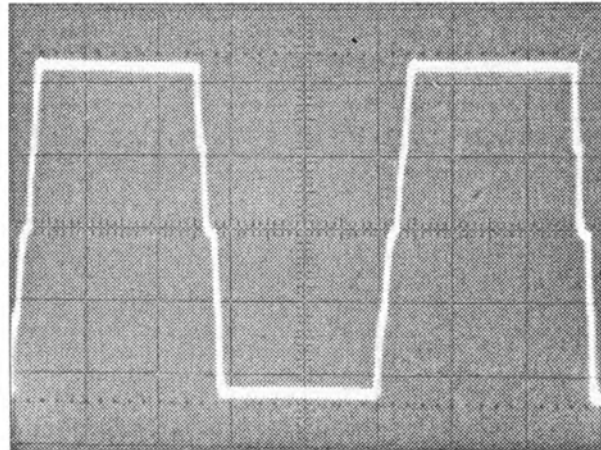


Рис. 2.12. Период двуполярных импульсов напряжения АИМ при минимальной скважности

Вывод таков: на нагрузке трансформатора присутствуют следующие друг за другом прямоугольные импульсы напряжений с различными пиковыми значениями и с одинаковыми длительностями. Эти импульсы можно аппроксимировать синусоидой, и чем больше будет градаций пиков напряжений, тем точнее будет аппроксимация, и тем ниже станут пиковые значения гармоник высоких порядков. Однако “платой” за улучшение электромагнитной совместимости и снижение коэффициента гармоник станет повышение числа задействованных преобразовательных ячеек и усложнение задающего генератора. Сложность и стоимость реализации такой системы с АИМ обычно выше, чем преобразователей с ШИМ со схожими параметрами.

Импульсные преобразователи

3.1. Обзор и классификация импульсных преобразователей вторичных источников электропитания

Преобразователи ИИП функционируют по принципу периодической коммутации к источнику постоянного напряжения нагрузки, по которой в итоге протекает переменный ток. Форма импульсов напряжения на выходе преобразователей постоянного тока обычно прямоугольна или близка к таковой. Импульсные трансформаторы преобразователей чаще всего нагружены на выпрямители.

В зависимости от принципа действия, преобразователи могут быть электро-механическими или статическими. Электромеханические преобразователи располагают в своем составе подвижными частями, а статические таких частей не имеют. Например, вибрационные и электромашинные преобразователи — электромеханические, а построенные на транзисторах и тиристорах — статические. Отсутствие движимых узлов обуславливает продолжительный срок эксплуатации и повышенную надежность статических преобразователей.

Анализ литературных источников выявил отсутствие общепринятой системы классификации статических преобразователей, однако классификацию можно выполнить по признакам конфигурации соединений компонентов в силовом узле, т.е. по схеме преобразователя, по способу переключения регулирующих компонентов, по характеру электромагнитных процессов и форме колебаний, по числу фаз, по мощности, по номинальному входному и выходному напряжениям, по способу регулировки выходного тока или напряжения и др. Например, по характеру электромагнитных процессов, происходящих в статических преобразователях, последние можно отнести к преобразователям напряжения, тока и преобразователям с резонансной системой.

Статические преобразователи можно разделить на группы с индуктивным и емкостным накоплением энергии. К “индуктивным” преобразователям относят преобразователи с гальванической развязкой нагрузки от питающей сети, без таковой и преобразователи с резонансной системой. Преобразователь с гальванической развязкой, у которого выходной моточный компонент обеспечивает протекание по нагрузке тока один раз в течение длительности периода, называют **однотактным**; два раза в течение периода — **двухтактным**; более двух раз — **многотактным** (может быть многофазным).

Среди однотактных преобразователей выделяют **обратноходовые** и **прямоходовые** устройства, а среди двухтактных — **мостовые**, **полумостовые**, с отводом от середины первичной обмотки. Преобразователи без гальванической развязки

можно классифицировать на группы повышающих (*boost*), понижающих (*buck*) и инвертирующих понижающе-повышающих (*buck-boost*) устройств.

Многофазные преобразователи могут потреблять энергию как от единственного электропитающего устройства, так и от нескольких источников электропитания. Силовые компоненты многофазных преобразователей работают в одном из двух режимов: ключевом или непрерывном.

Многофазные импульсные преобразователи можно классифицировать по наличию электрической связи нагрузки с шинами электропитания преобразователя на две группы: обладающие гальванической развязкой и гальванически связанные с сетью. Выходное напряжение многофазных импульсных преобразователей может быть достигнуто последовательным или параллельным соединением элементарных ячеек, соответственно чему производят классификацию на режимы суммирования напряжения или суммирования тока. Система регулирования параметров многофазных преобразователей может быть следящей и стабилизирующей.

3.2. Однотактные импульсные преобразователи

3.2.1. Однотактный обратноходовой преобразователь

Упрощенная принципиальная схема однотактного однофазного обратноходового преобразователя (*flyback converter*) изображена на рис. 3.1.

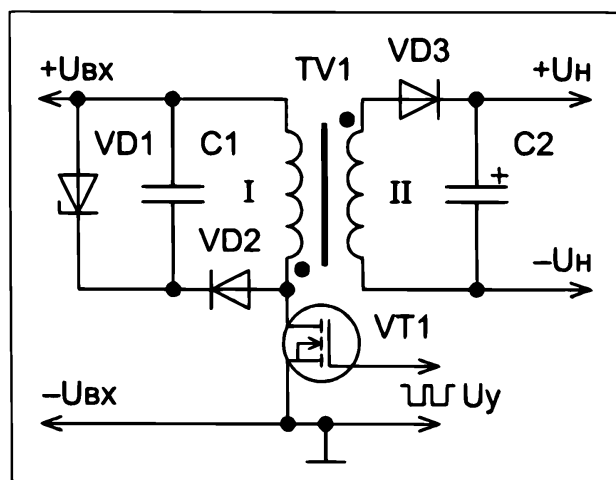


Рис. 3.1. Однотактный обратноходовой преобразователь

Во время прямого хода, наступающего с подачи импульса управляющего напряжения, отпирающего транзистор $VT1$, непрерывно нарастает ток намагничивания в первичной обмотке компонента $TV1$, и запасается энергия в его магнитном поле, как в дросселе. В это время по диоду $VD3$ выходного выпрямителя прямой ток не течет.

Во время обратного хода, с момента окончания импульса управляющего напряжения, закрывается транзистор $VT1$, и изменяется полярность напряжения на вторичной обмотке $TV1$. По выпрямительному диоду $VD3$ и нагрузке устройства начинает протекать ток, обусловленный расходом части энергии из магнитного поля компонента $TV1$. При этом конденсатор $C2$ накапливает энергию для электропитания нагрузки в течение длительности прямого хода. В момент прекращения протекания тока по первичной обмотке компонента $TV1$ на ее выводах возникает импульс ЭДС самоиндукции.

Пробой перенапряжением транзистора VT1 предотвращают последовательно включенные компоненты защиты: стабилитрон VD1 и диод VD2, — которые подсоединены параллельно первичной обмотке TV1. Стабилитрон VD1 ограничивает уровень обратного напряжения на обмотке во время обратного хода (см. осциллограммы на рис. 3.2 и рис. 3.3), а диод VD2 предупреждает протекание прямого тока по стабилитрону во время прямого хода.

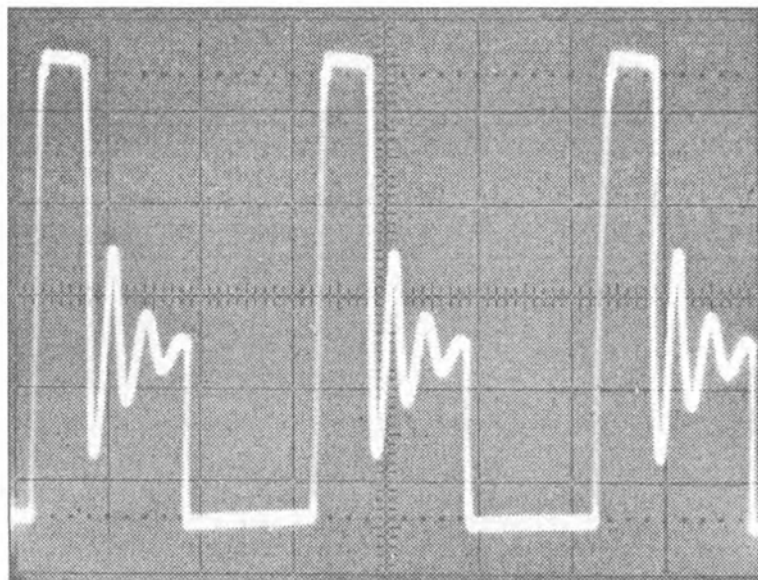


Рис. 3.2. Форма однополярных импульсов напряжения между истоком и стоком транзистора без демпфирования

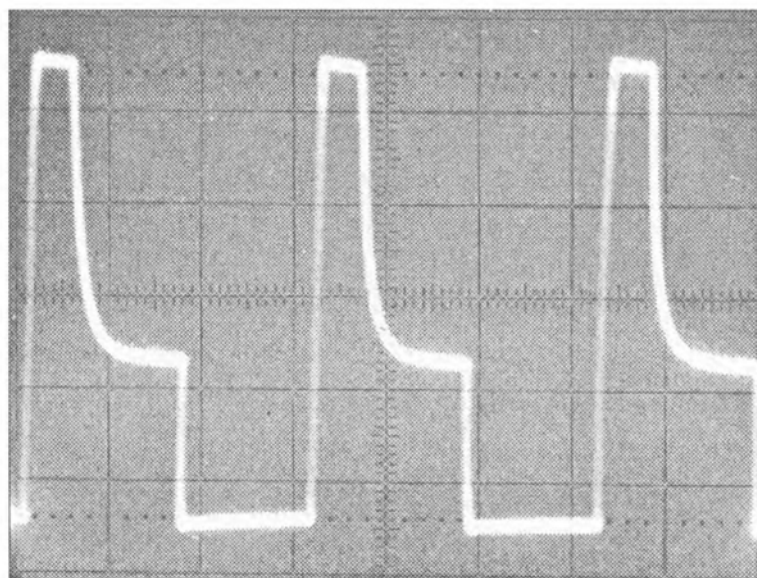


Рис. 3.3. Форма однополярных импульсов напряжения между истоком и стоком транзистора при диссипативном демпфировании

На представленных осциллограммах уровень полков, изображенных вблизи середины эпюр, соответствует входному напряжению преобразователя, а его совокупность с уровнем ограниченного напряжения ЭДС самоиндукции дает наибольший пик импульсов.

Рассеиваемую в стабилитроне мощность допустимо вычислить по формуле:

$$P_{VD1} \approx \frac{1}{T} \int_0^{v_p} U_{VD1} \cdot I_{VD1} dt, \text{ Вт}, \quad (3.1)$$

где T — период, с;

$t_{пр}$ — длительность импульса прямого хода преобразователя, с;

U_{VD1} — напряжение стабилизации, В;

I_{VD1} — сила обратного тока, текущего по стабилитрону, А.

Обратимый пробой идеального стабилитрона наступает моментально, и в таком случае конденсатор С1 не нужен, однако реальный стабилитрон (особенно при малой паразитной емкости анод-катод) обладает конечным временем начала ограничения напряжения, за которое пик импульса перенапряжения на первичной обмотке компонента TV1 может стать столь большим, что разрушит транзистор VT1. Для ограничения скорости нарастания напряжения на обмотке был введен конденсатор С1.

Компонент TV1 может работать в режиме как непрерывного, так и прерывистого тока. В непрерывном режиме по одной из его обмоток всегда течет ток, и не происходит полного извлечения энергии, запасенной в магнитном поле компонента, которая расходуется на электропитание нагрузки. Следовательно, траектория рабочей точки на кривой перемагничивания не достигает начала координат (рис. 3.4) [94, с. 284].

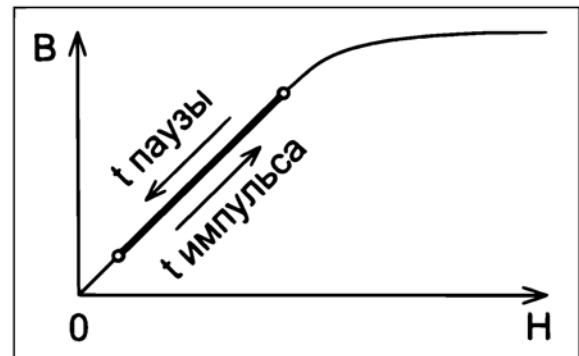


Рис. 3.4. Траектория рабочей точки на кривой перемагничивания в непрерывном режиме

Характерная непрерывному режиму трапециевидная форма импульсов тока, протекающего по стоку ключевого транзистора VT1, изображена на рис. 3.5, а форма импульсов прямого тока диода VD3 — на рис. 3.6.

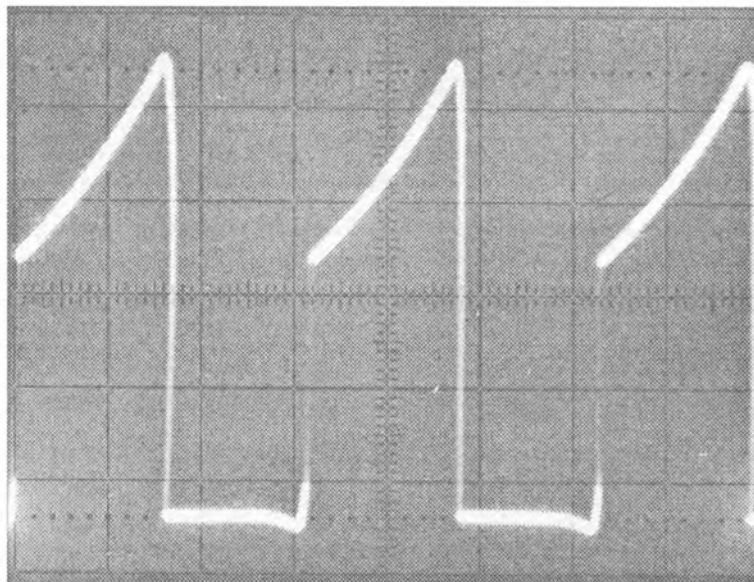


Рис. 3.5. Форма тока стока транзистора в обратнотактовом преобразователе в непрерывном режиме

В прерывистом режиме в какую-то часть периода происходит снижение до нуля токов всех обмоток компонента TV1, а во время закрытых состояний транзистора VT1 и диода VD3 рабочая точка на кривой перемагничивания сердечника TV1 приходит к нулю координат (рис 3.7).

В прерывистом режиме форма импульсов тока стока ключевого транзистора пилообразна, что отражено на рис. 3.8. Импульсы тока диода VD3 треугольны, что показано на рис. 3.9.

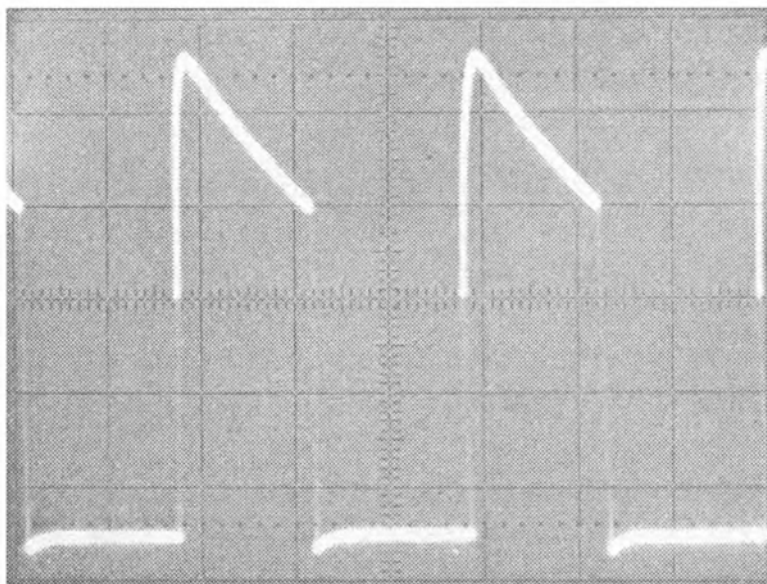


Рис. 3.6. Форма тока через диод выпрямителя в обратноходовом преобразователе в непрерывном режиме

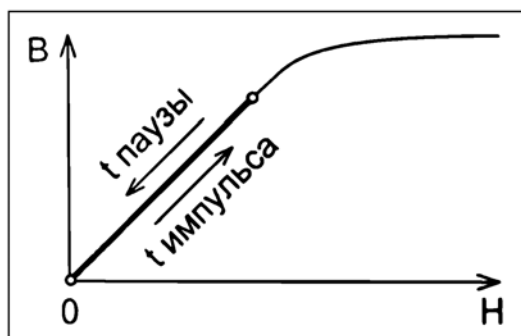


Рис. 3.7. Траектория рабочей точки на кривой перемagnичивания в прерывистом режиме

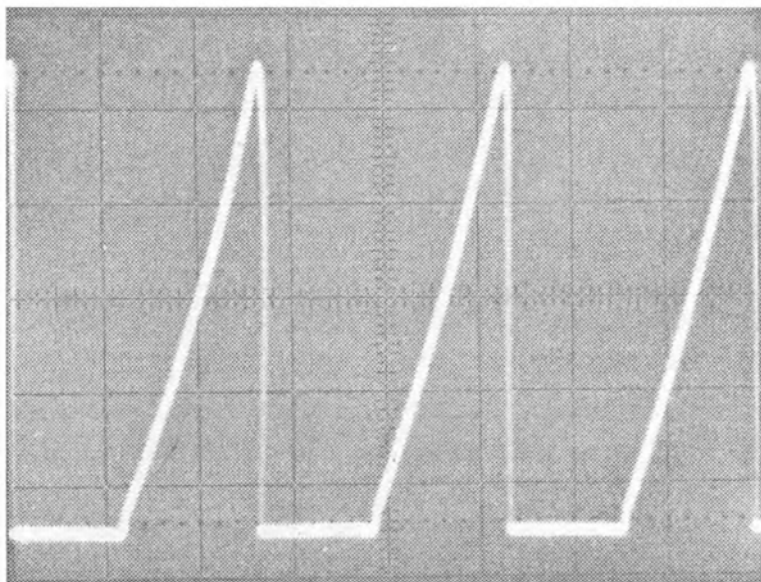


Рис. 3.8. Форма тока стока транзистора в обратноходовом преобразователе в прерывистом режиме

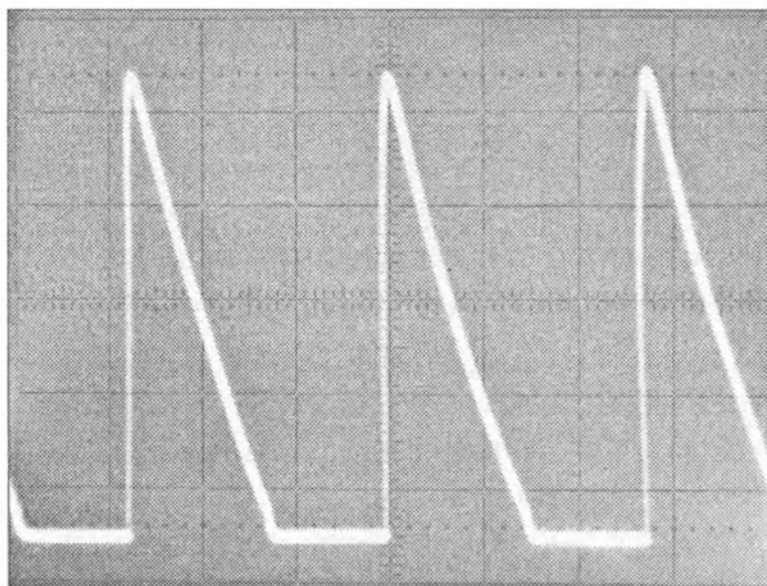


Рис. 3.9. Форма тока через диод выпрямителя в обратноходовом преобразователе в прерывистом режиме

Из рис. 3.4 и рис. 3.7 понятно, что частная петля гистерезиса для преобразователя по схеме, представленной на рис. 3.1, занимает всегда менее половины предельной петли.

Магнитопровод функционирует при большом токе намагничивания, что обусловлено необходимостью концентрирования компонентом TV1 энергии:

$$W_L = L \cdot I_{\max}^2 / 2, \text{ Дж}, \quad (3.2)$$

причем ее часть поглотит нагрузка. Из-за подмагничивания в качестве материала магнитопровода трансформатора однотактного обратного преобразователя выбирают порошковое железо, МО-пермаллой, альсифер, сплавы аморфных металлов, хотя чаще — феррит с зазором для минимизации остаточной индукции.

Напряжение на выводах вторичной обмотки компонента TV1 для режима неразрывных токов находят согласно выражению регулировочной характеристики [94, с. 285], [144, с. 294]:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \cdot \left(\frac{w_2}{w_1} \right) \cdot \left(\frac{\gamma}{1-\gamma} \right), \text{ В} \quad (3.3)$$

где $U_{\text{вх}}$ — входное напряжение, В;

w_1 и w_2 — число витков соответственно первичной и вторичной обмоток; отношение w_2 / w_1 — это коэффициент трансформации;

γ — коэффициент заполнения импульсов.

Формула регулировочной характеристики (3.3) показывает, что зависимость выходного напряжения от коэффициента заполнения импульсов для однотактного обратного преобразователя представляет собой дробно-рациональную (конкретно-гиперболическую) функцию.

Наибольшее напряжение между выводами сток-исток транзистора VT1 во время обратного хода составляет:

$$U_{\text{си.макс}} = U_{\text{вх}} + U_{\text{вых}} \cdot \left(\frac{w_1}{w_2} \right), \text{ В}. \quad (3.4)$$

В течение времени установления, а также при внезапном отсоединении штатной нагрузки на выходе электропитающего устройства возрастает напряжение, что инициирует значительное увеличение напряжения сток-исток запертого транзистора, а чрезмерно высокое напряжение может спровоцировать пробой компонента. Для исключения аварийного режима и возможности включения прибора без штатной нагрузки параллельно выходной шине электропитания внутри ИИП обычно предусматривают неотключаемую нагрузку. Бесспорно, наличие неотключаемой нагрузки снижает общий КПД устройства, однако рассеиваемая ею мощность незначительна.

Однотактные обратные преобразователи позволяют выделять на нагрузках мощность от единиц ватт до нескольких сотен ватт. К их достоинствам относят устойчивость к перегрузке по выходному току, использование лишь одного ключевого транзистора, а также наличие гальванической развязки между выходными и входными цепями.

Недостатки одноктактных обратноходовых преобразователей: одностороннее подмагничивание магнитного компонента; более массивный магнитопровод по сравнению с аналогичным одноктактным прямоходовым преобразователем; такая же частота пульсации выходного напряжения, как частота преобразования.

3.2.2. Одноктактный прямоходовый преобразователь с одним электронным ключом

Принципиальная схема одноктактного однофазного прямоходового преобразователя с единственным ключевым транзистором (*forward converter*) представлена на рис. 3.10.

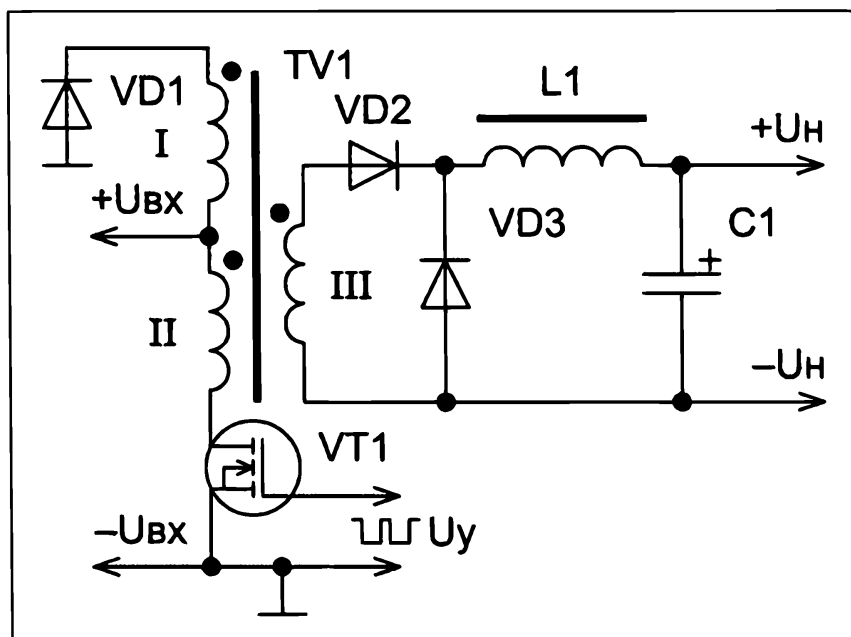


Рис. 3.10. Одноктактный прямоходовый преобразователь

В течение прямого хода, происходящего с момента подачи отпирающего напряжения управления между выводами затвор-исток ключевого транзистора VT1, ток протекает по обмотке II трансформатора TV1. На обмотке III последнего будет индуктировано напряжение так, что по диоду VD3 потечет лишь маленький обратный ток, а по диоду VD2 и дросселю L1 — гораздо более сильный прямой ток, отдаваемый в нагрузку и заряжающий конденсатор C1. Форма тока, протекающего по дросселю L1, представлена на рис. 3.11.

Во время обратного хода, отмечаемого с момента прекращения подведения отпирающего напряжения между выводами затвор-исток транзистора VT1, напряжение на обмотке III трансформатора TV1 меняет полярность на противоположную. Через диод VD2 протекает небольшой обратный ток, а ток дросселя L1 замкнут через нагрузку и диод VD3. Энергия, запасенная в конденсаторе C1, расходуется на электропитание нагрузки устройства.

В рассматриваемом одноктактном прямоходовом преобразователе между выводами сток-исток ключевого транзистора присутствуют однополярные импульсы напряжения, форма которых показана на рис. 3.12.

Уровень горизонтальных полок, изображенных на осциллограмме примерно посередине эпюры, соответствует постоянному входному напряжению преобразователя.

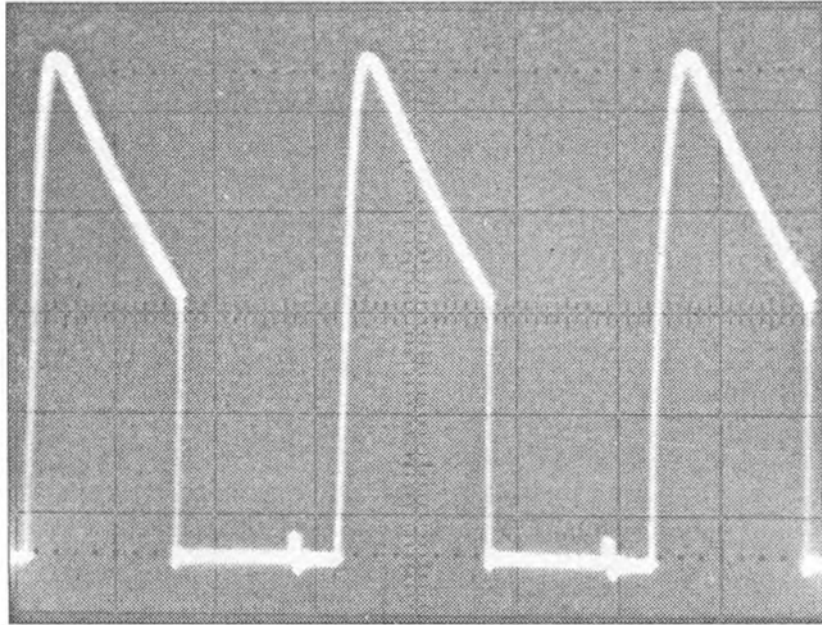


Рис. 3.11. Форма импульсов тока выходного дросселя

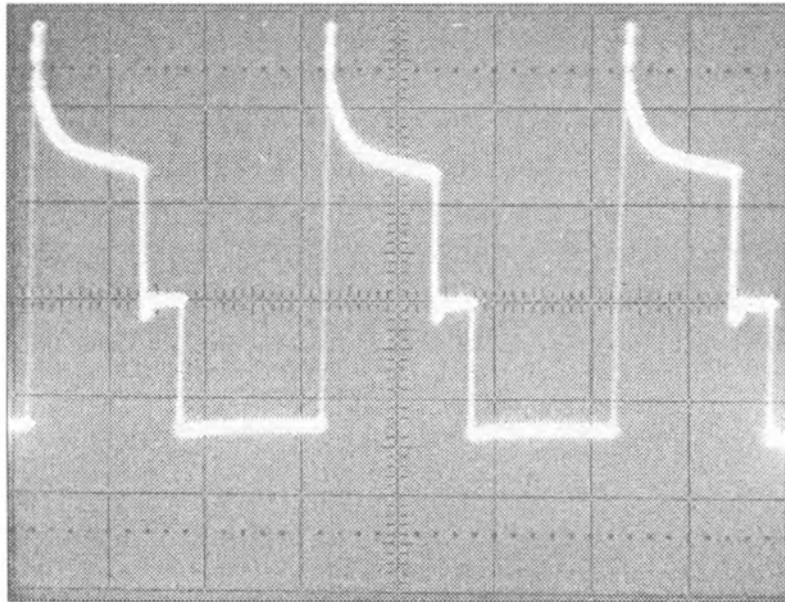


Рис. 3.12. Форма импульсов напряжения между стоком и истоком ключевого транзистора

Регулировочная характеристика идеального однотактного прямоходового преобразователя, т.е. зависимость выходного напряжения от коэффициента заполнения импульсов, линейна:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \cdot \gamma \cdot \left(\frac{w_2}{w_1} \right), \text{ В}, \quad (3.5)$$

а максимальный рабочий цикл $\gamma_{\text{макс}} < 0,5$.

Пока не достигнуто насыщение магнитопровода трансформатора TV1, однополярные импульсы тока, протекающего по его обмотке II и каналу ключевого транзистора, имеют форму прямоугольной трапеции (рис. 3.13). Форма импульсов тока подобна прямоугольнику, на котором сверху размещен прямоугольный треугольник. Площадь прямоугольника пропорциональна току нагрузки, а площадь треугольника соответствует преимущественно току намагничивания магнитопровода трансформатора TV1.

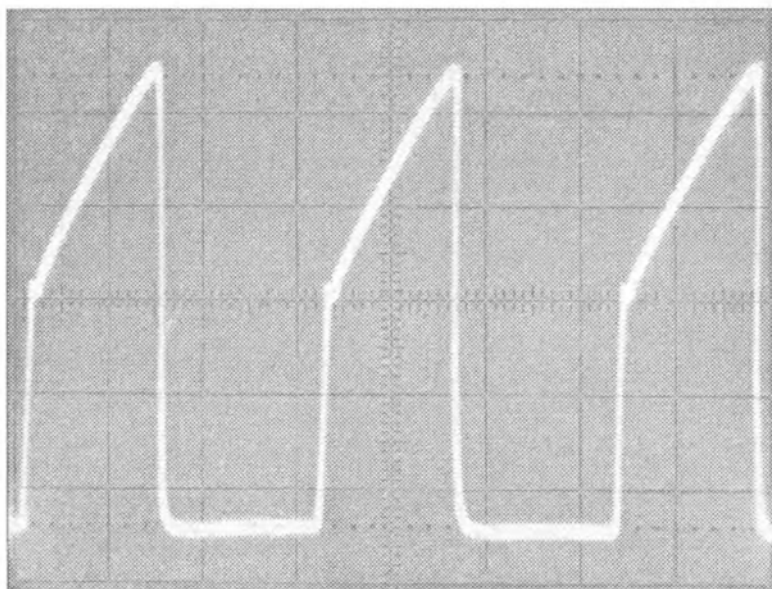


Рис. 3.13. Форма импульсов тока сток-исток транзистора при отсутствии насыщения магнитопровода

Энергию, накапливаемую в магнитном поле трансформатора TV1, целесообразно минимизировать. Для предотвращения аварийного режима, обусловленного заходом рабочей точки на кривой перемагничивания в область насыщения, можно уменьшить остаточную индукцию магнитопровода трансформатора, для чего на пути магнитного потока допустимо выполнить немагнитный зазор. Еще один способ состоит в использовании рекуперирющей обмотки I, посредством которой излишек энергии, накопленной в магнитном поле, через диод VD1 во время обратного хода будет возвращен в источник питания преобразователя. По обмотке рекуперации и диоду VD1 протекают импульсы тока, форма которых изображена на рис. 3.14.

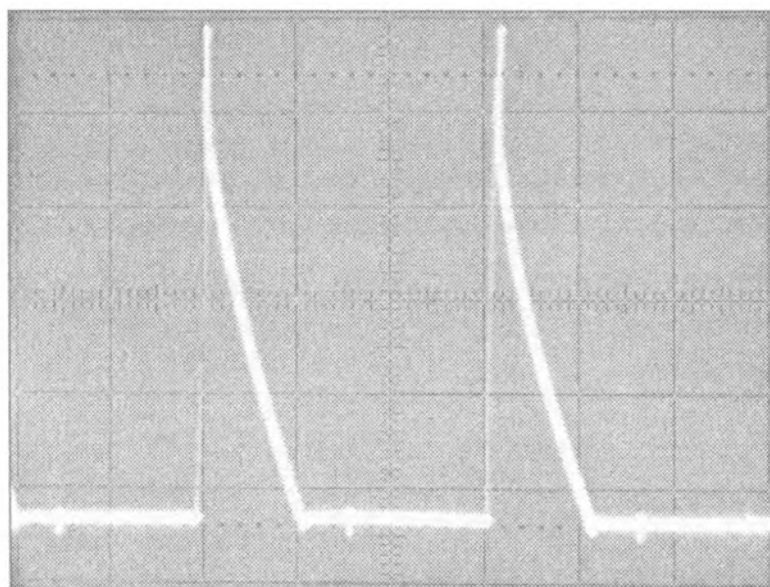


Рис. 3.14. Форма импульсов тока, протекающих по обмотке рекуперации

Магнитопровод трансформатора TV1 можно ввести в насыщение уменьшением частоты следования импульсов, увеличением напряжения питания преобразователя или снижением индуктивности его обмотки II. При этом ток канала ключевого транзистора VT1 приобретет характерную форму (рис. 3.15).

Из-за многократного роста силы тока намагничивания его форма станет иглообразной, а, ввиду неизменности энергопотребления нагрузки преобразователя, прямоугольная составляющая тока не претерпит изменений.

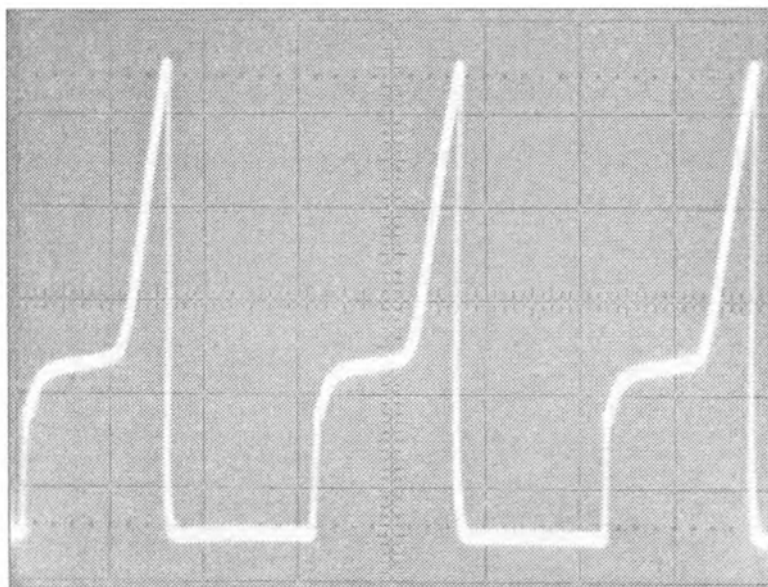


Рис. 3.15. Форма импульсов тока сток-исток транзистора на начальном этапе насыщения магнитопровода

Однотактные прямоходовые преобразователи с одним ключевым транзистором рационально проектировать на номинальную мощность ориентировочно от десятков ватт до киловатта. Конечно, подобные преобразователи могут успешно функционировать при электропитании более мощных нагрузок, однако в этом применении они проигрывают в КПД мостовым однотактным и двухтактным топологиям.

К достоинствам однотактных прямоходовых преобразователей относят наличие всего лишь одного электронного ключа, отсутствие омической связи между цепями питания нагрузки и сетью, меньшие габариты трансформаторов по сравнению с магнитопроводами моточных компонентов однотактных обратноходовых преобразователей при прочих равных условиях.

Недостатки однотактных прямоходовых преобразователей: использование менее чем половины предельной петли гистерезиса магнитопровода, а несимметричный цикл перемагничивания обуславливает подмагничивание сердечника трансформатора. Это объясняет проигрыш в энергетической эффективности двухтактным преобразователям с симметричным перемагничиванием сердечников импульсных трансформаторов.

Пульсация выходного напряжения однотактных однотранзисторных прямоходовых преобразователей обладает частотой, равной частоте преобразования. Для предотвращения выхода из строя компонентов устройства, которое произойдет в случае перегрузки по выходному току, необходимо предусмотреть быстродействующую систему защиты.

Во время обратного хода к выводам сток-исток ключевого транзистора подведено примерно удвоенное постоянное напряжение питания преобразователя плюс паразитное напряжение ЭДС самоиндукции (см. рис. 3.12). Это обстоятельство ограничивает номенклатуру транзисторов по максимальному обратному напряжению сток-исток. К тому же, высоковольтные полевые транзисторы, по сравнению с низковольтными, обладают гораздо более высоким сопротивлением канала. Следовательно, мощность потерь, рассеиваемая в высоковольтных транзисторах, будет больше, чем в низковольтных компонентах при одинаковых токах стоков, частоте и пр.

3.2.3. Квазидвухтактный обратногоходовой преобразователь с двумя электронными ключами

Принципиальная схема обратногоходового квазидвухтактного однофазного преобразователя (*flyback two transistor converter*) показана на рис. 3.16.

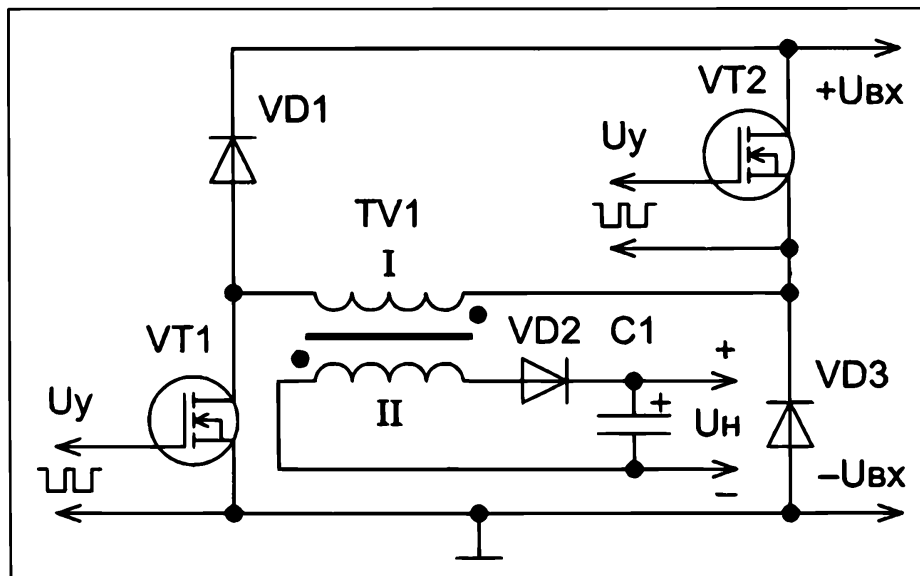


Рис. 3.16. Квазидвухтактный обратногоходовой преобразователь с двумя ключами

Время прямого хода отмечают с момента синхронной подачи между затворами и истоками соответствующих транзисторов управляющих импульсов отпирающих напряжений. Через диагональ моста протекает ток по цепи от $+U_{вх}$, сток-исток транзистора VT2, первичную обмотку компонента TV1, сток-исток транзистора VT1, по общему проводу к $-U_{вх}$. В магнитном поле моточного компонента TV1 накапливается энергия. В это время прямые токи по диодам VD1–VD3 не текут.

Во время обратного хода, после прекращения подачи импульсов управляющих напряжений, транзисторы VT1 и VT2 закрыты, по всем трем диодам VD1–VD3 текут прямые токи, и полярность напряжения на вторичной обмотке компонента TV1 изменена на обратную. От непомиченного точкой вывода вторичной обмотки компонента TV1 ток течет по диоду VD2 к нагрузке и подзаряжаемому конденсатору C1, а от них — к маркированному точкой выводу вторичной обмотки. От немаркированного точкой вывода первичной обмотки TV1 ток течет по диоду VD1 в источник питания преобразователя, а из него — по общему проводу, диоду VD3 к помеченному точкой выводу первичной обмотки. В результате напряжение сток-исток каждого из закрытых транзисторов примерно равно напряжению питания преобразователя.

Следовательно, по сравнению с одноклапным обратногоходовым преобразователем с одним ключом, допустимо выбрать транзисторы со значительно меньшим максимальным напряжением сток-исток и существенно увеличить мощность, отдаваемую преобразователем в нагрузку. К недостаткам этой схемы относят необходимость использования двух экземпляров ключевых транзисторов, повышенную сложность и требование изоляции выходной цепи задающего генератора, управляющего коммутацией транзистора VT2.

Одноклапный обратногоходовой преобразователь с двумя ключами может питать нагрузки мощностью ориентировочно от сотен ватт до нескольких киловатт.

3.2.4. Квазидвухтактный прямоходовый преобразователь с двумя электронными ключами

Принципиальная схема прямоходового квазидвухтактного однофазного преобразователя (*forward two transistor converter*) показана на рис. 3.17.

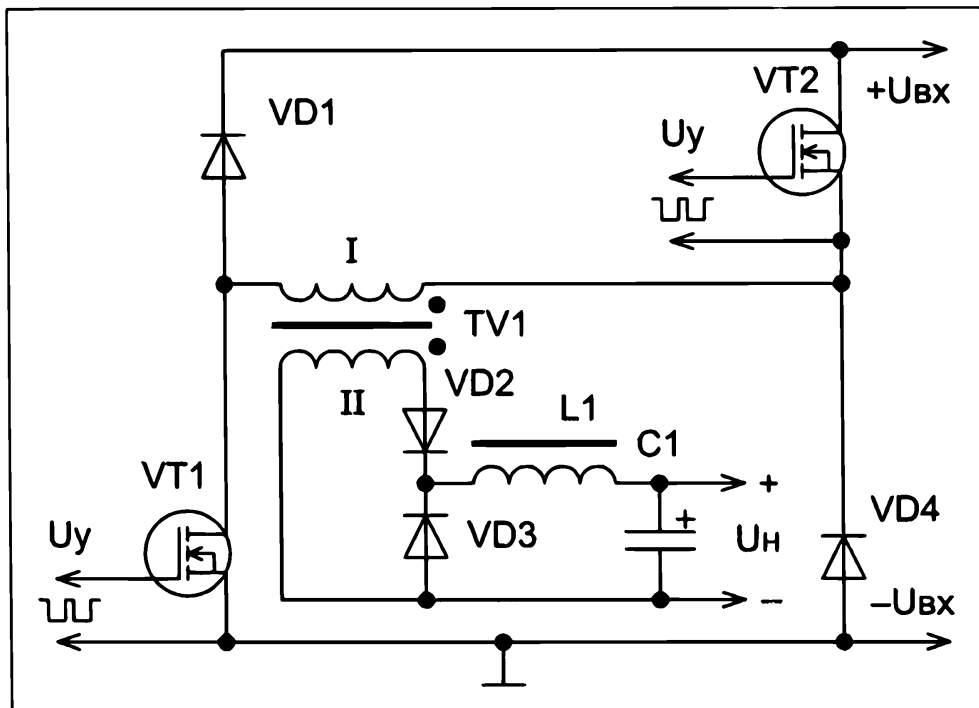


Рис. 3.17. Квазидвухтактный прямоходовый преобразователь с двумя ключами

Во время прямого хода между выводами затвор-исток обоих ключевых транзисторов синхронно и синфазно прикладываются отпирающие напряжения управления. Ток протекает по цепи от $+U_{вх}$, через выводы сток-исток транзистора VT2, первичную обмотку трансформатора TV1, сток-исток транзистора VT1, по общему проводу к $-U_{вх}$. Диоды VD1 и VD4 другой диагонали моста в течение прямого хода закрыты. Напряжения на выводах вторичной обмотки трансформатора TV1 индуцировано положительной полярностью к аноду открытого диода VD2, прямой ток которого протекает по демодулирующему дросселю L1, заряжает сглаживающий конденсатор C1 фильтра и питает нагрузку.

Во время обратного хода ключевые транзисторы VT1 и VT2 закрыты. Первичная обмотка трансформатора TV1 через открытые диоды VD1 и VD4 подсоединена к источнику питания преобразователя. Напряжение, индуцированное на выводах вторичной обмотки трансформатора TV1, подано отрицательной полярностью на анод закрытого диода VD2. Диод VD3 замыкает ток ЭДС самоиндукции дросселя L1, а конденсатор C1 расходует часть своего заряда на питание нагрузки. Таким образом, пульсация выходного напряжения устройства обладает частотой, равной частоте преобразования.

Достоинства и недостатки данного преобразователя такие же, как у рассмотренного ранее квазидвухтактного обратногоходового преобразователя с двумя электронными ключами.

Мощность, отдаваемая квазидвухтактным прямоходовым преобразователем в нагрузку, может достигать десяти киловатт. Эту топологию часто выбирают для электрических плазморезов, переносных установок индукционного нагрева, сварочных аппаратов.

3.3. Двухтактные импульсные преобразователи

3.3.1. Двухтактный преобразователь с отводом от середины обмотки трансформатора

Принципиальная схема двухтактного преобразователя с трансформатором, который обладает отводом от средней точки первичной обмотки (*push-pull converter*), изображена на рис. 3.18.

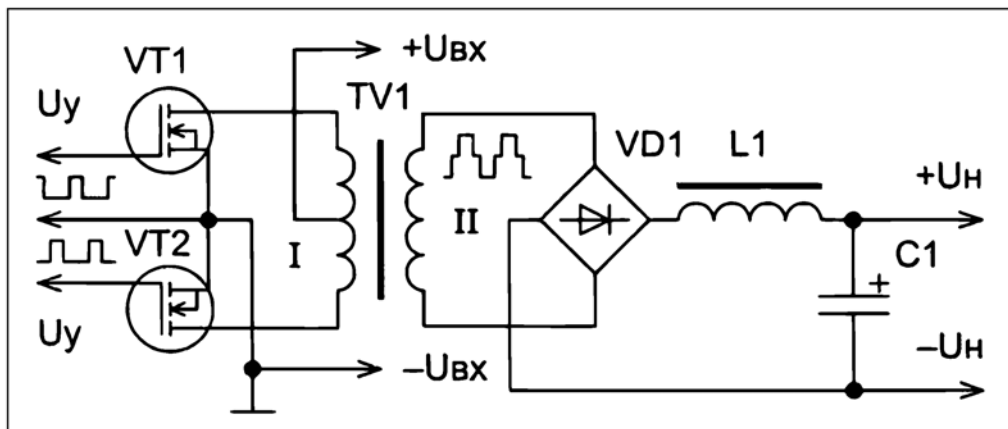


Рис. 3.18. Двухтактный преобразователь с отводом от середины обмотки трансформатора

Пусть между выводами затвор-исток транзистора VT1 приложено отпирающее напряжение, а между выводами затвор-исток закрытого транзистора VT2 импульс управляющего напряжения отсутствует. Ток течет по цепи от $+U_{вх}$, среднюю точку первичной обмотки трансформатора TV1, через выводы сток-исток транзистора VT1, общий провод к $-U_{вх}$. На выводах вторичной обмотки импульсного трансформатора TV1 присутствует индуктированное напряжение, которое подано на диодный мост VD1, а с него — на LC-фильтр. Постоянное напряжение с выводов конденсатора C1 фильтра приложено к нагрузке.

Между выводами сток-исток каждого ключевого транзистора присутствуют однополярные прямоугольные импульсы напряжения (рис. 3.19).

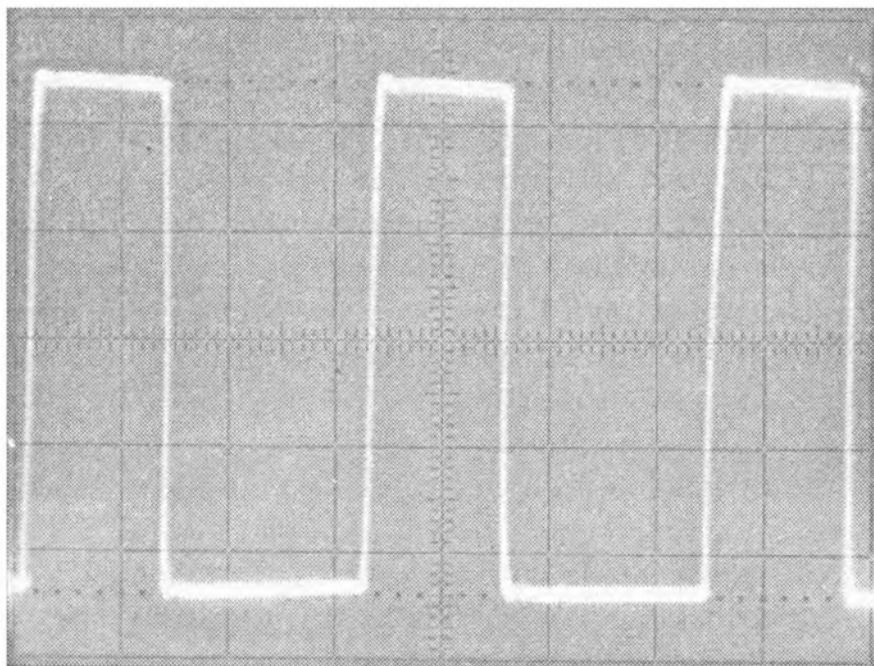


Рис. 3.19. Форма импульсов напряжения между выводами сток-исток ключевого транзистора

На выводах любой из обмоток трансформатора TV1 присутствуют симметричные двуполярные импульсы, форма которых изображена на рис. 3.20 (на этой осциллограмме уровень нуля соблюден).

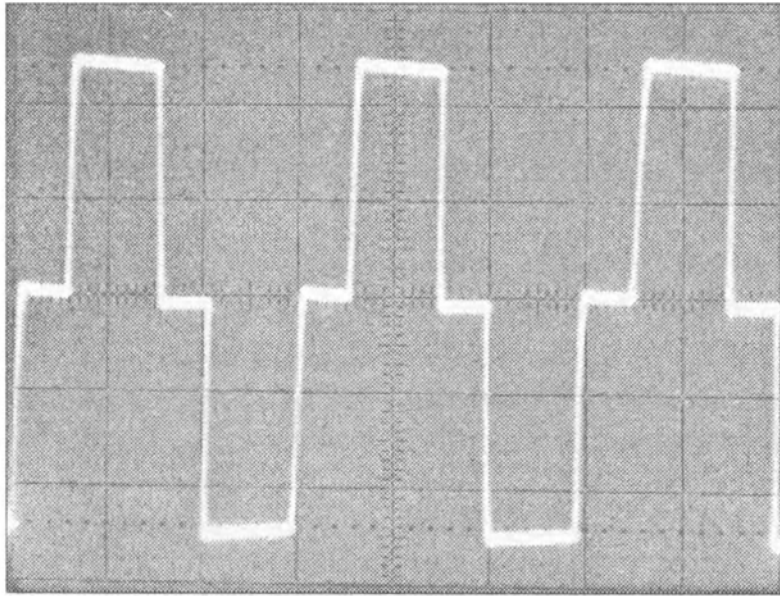


Рис. 3.20. Форма импульсов напряжения на обмотке импульсного трансформатора

Пиковое напряжение на выводах первичной обмотки идеализированного трансформатора TV1 допустимо вычислить по формуле:

$$U_{W1} = 2 \cdot U_{вх} - 2 \cdot U_{си}, \text{ В}, \quad (3.6)$$

где $U_{вх}$ — постоянное напряжение, питающее преобразователь, В;

$U_{си}$ — напряжение между выводами сток-исток открытого транзистора, В.

В дальнейшем напряжение между выводами затвор-исток транзистора VT1 прекращает прилагаться, и после паузы будет подан импульс отпирающего напряжения между выводами затвор-исток транзистора VT2. Ток течет по цепи от $+U_{вх}$, через среднюю точку первичной обмотки трансформатора TV1, выводы сток-исток транзистора VT2, общий провод к $-U_{вх}$.

На выводах вторичной обмотки трансформатора TV1 выработано напряжение, подаваемое на диодный мост VD1. С диодного моста пульсирующее напряжение поступает на LC-фильтр, а с него — на нагрузку. Благодаря тому, что выпрямление тока диодным мостом VD1 происходит дважды в течение периода, частота пульсации выпрямленного тока в два раза выше частоты преобразования.

Преобразователи со средней точкой первичной обмотки трансформатора часто эксплуатируют при питающем напряжении от единиц до нескольких десятков вольт и при мощности нагрузки от единиц ватт до киловатта.

Достоинства преобразователя заключаются в возможности обеспечения большой мощности нагрузки, высоком КПД, обусловленном перемагничиванием сердечника трансформатора по частной петле гистерезиса, близкой к предельной петле, благодаря чему эффективно используются магнитные свойствамоточного изделия. Поскольку частота пульсации выходного тока равна удвоенной частоте преобразования, невелики массогабаритные характеристики оконечного фильтра устройства. Данный преобразователь можно включать в питающую сеть без нагрузки, и он не требует от задающего генератора плавающего управления ключевыми транзисторами.

Один из недостатков такого преобразователя заключается в высоком напряжении между выводами сток-исток закрытых ключевых транзисторов, что вынуждает использовать высоковольтные компоненты. Другой недостаток состоит в том, что перегрузка по току нагрузки, если не предусмотрена система защиты, провоцирует разрушение компонентов преобразователя. Движение рабочей точки на кривой перемагничивания по несимметричной траектории относительно начала координат обуславливает аварийный режим ввиду разбалансировки магнитопровода трансформатора. Для ее предупреждения должны быть одинаковы параметры половин первичной обмотки, а также должны быть равны сопротивления каналов открытых ключевых транзисторов. Чем выше напряжение питания преобразователя, тем значительней риск разбалансировки магнитопровода и выхода из строя компонентов. Для предупреждения этого явления может быть задействована система симметрирования перемагничивания, регулирующая положение петли гистерезиса импульсного трансформатора.

3.3.2. Двухтактный мостовой преобразователь

Схема двухтактного мостового преобразователя (*bridge converter*) показана на рис. 3.21.

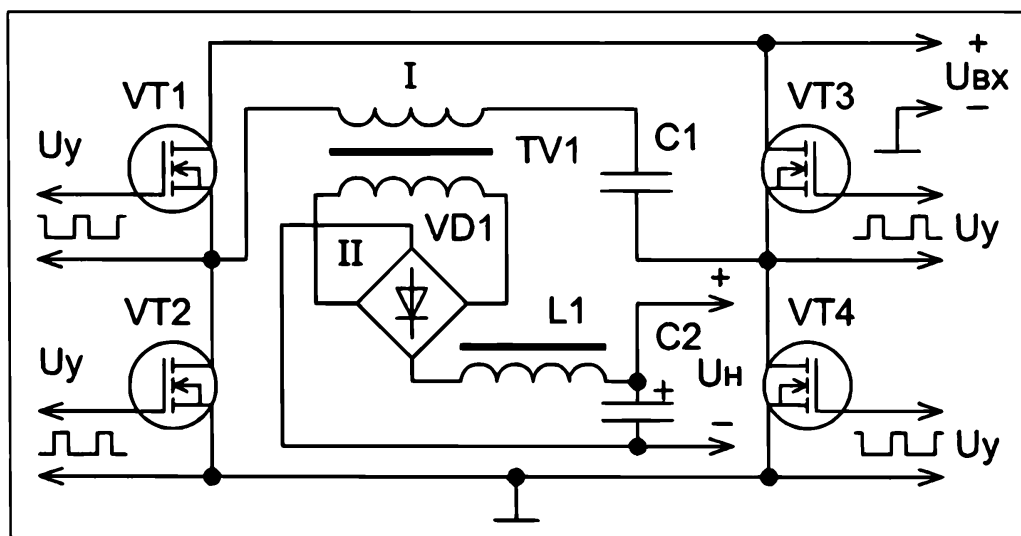


Рис. 3.21. Двухтактный мостовой преобразователь

Пусть на выводы затвор-исток ключевых транзисторов VT2 и VT3 одной диагонали моста подано отпирающее напряжение, а на выводах затвор-исток транзисторов VT1 и VT4 другой диагонали моста отсутствуют управляющие импульсы напряжения. Ток течет по цепи от $+U_{вх}$, по выводам сток-исток транзистора VT3, конденсатору C1, первичной обмотке трансформатора TV1, выводам сток-исток транзистора VT2, по общему проводу к $-U_{вх}$. Неполярный конденсатор C1 предупреждает протекание в статическом состоянии тока подмагничивания трансформатора TV1, обусловленного различиями в диагоналях моста. Емкость конденсатора C1 выбирают согласно формуле [64, с. 410]:

$$C1 \geq \frac{2 \cdot I_{w1}}{\sqrt{3} \cdot \pi \cdot f_{п} \cdot U_{п}}, \Phi, \quad (3.7)$$

где I_{w1} — импульсный ток первичной обмотки трансформатора TV1, А;

$f_{\text{п}}$ — частота пульсации на конденсаторе $C1$, Гц;

$U_{\text{п}}$ — переменное напряжение пульсации, В.

Устранение подмагничивания в динамическом состоянии, когда по конденсатору $C1$ течет ток, не происходит. Для борьбы с динамическим подмагничиванием целесообразно внедрение системы контроля индукции магнитопровода и ограничения тока намагничивания. При наличии такой системы нет надобности в разделительном конденсаторе $C1$. На вторичной обмотке трансформатора $TV1$ индуктировано напряжение, прикладываемое к диодному мосту $VD1$. Выпрямленный им ток течет по дросселю LC-фильтра, а затем поступает в нагрузку.

После того, как к выводам затвор-исток ключевых транзисторов $VT2$ и $VT3$ перестает прилагаться управляющее напряжение и экспозиция защитной паузы, на выводы затвор-исток транзисторов $VT1$ и $VT4$ поданы отпирающие напряжения. Ток течет по цепи от $+U_{\text{вх}}$ по выводам сток-исток транзистора $VT1$, первичной обмотке трансформатора $TV1$, конденсатору $C1$, выводам сток-исток транзистора $VT4$ к $-U_{\text{вх}}$. Максимальный ток стока любого транзистора составляет:

$$I_{\text{с.макс}} \approx \frac{P_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}} \cdot \eta \cdot \left(\frac{2 \cdot t_{\text{и}}}{T}\right)^2}, \text{ А}, \quad (3.8)$$

где $P_{\text{вых}}$ — выходная мощность конвертора, Вт;

η — КПД преобразователя;

$t_{\text{и}}$ — длительность импульса, с;

T — период колебания, с.

На первичной обмотке импульсного трансформатора мостового преобразователя присутствует напряжение, которое находят согласно выражению:

$$U_{\text{w1}} = U_{\text{вх}} - 2 \cdot U_{\text{си}}, \text{ В}. \quad (3.9)$$

Форма двуполярных импульсов напряжения на выводах первичной обмотки трансформатора $TV1$ такая же, как на рис. 3.20. Индукция в магнитопроводе трансформатора $TV1$ в идеале изменяется по симметричной частной кривой перемагничивания, близкой к предельной петле гистерезиса, что позволяет полно использовать магнитные свойства материала (рис. 3.22).

Регулировочная характеристика идеального двухтактного мостового преобразователя линейна:

$$U_{\text{вых}} = \frac{2 \cdot t_{\text{и}} \cdot U_{\text{вх}} \cdot w_2}{T \cdot w_1}, \text{ В}. \quad (3.10)$$

На вторичной обмотке трансформатора $TV1$ индуктировано напряжение, подаваемое на диодный мост $VD1$, затем — на LC-фильтр, с его выхода — на нагрузку. По нагрузке ток течет в оба такта. Следовательно, на выходе устройства частота пульсации в два раза превосходит частоту преобразования.

Мощность, которой могут снабжать нагрузку мостовые преобразователи, достигает десятков киловатт.

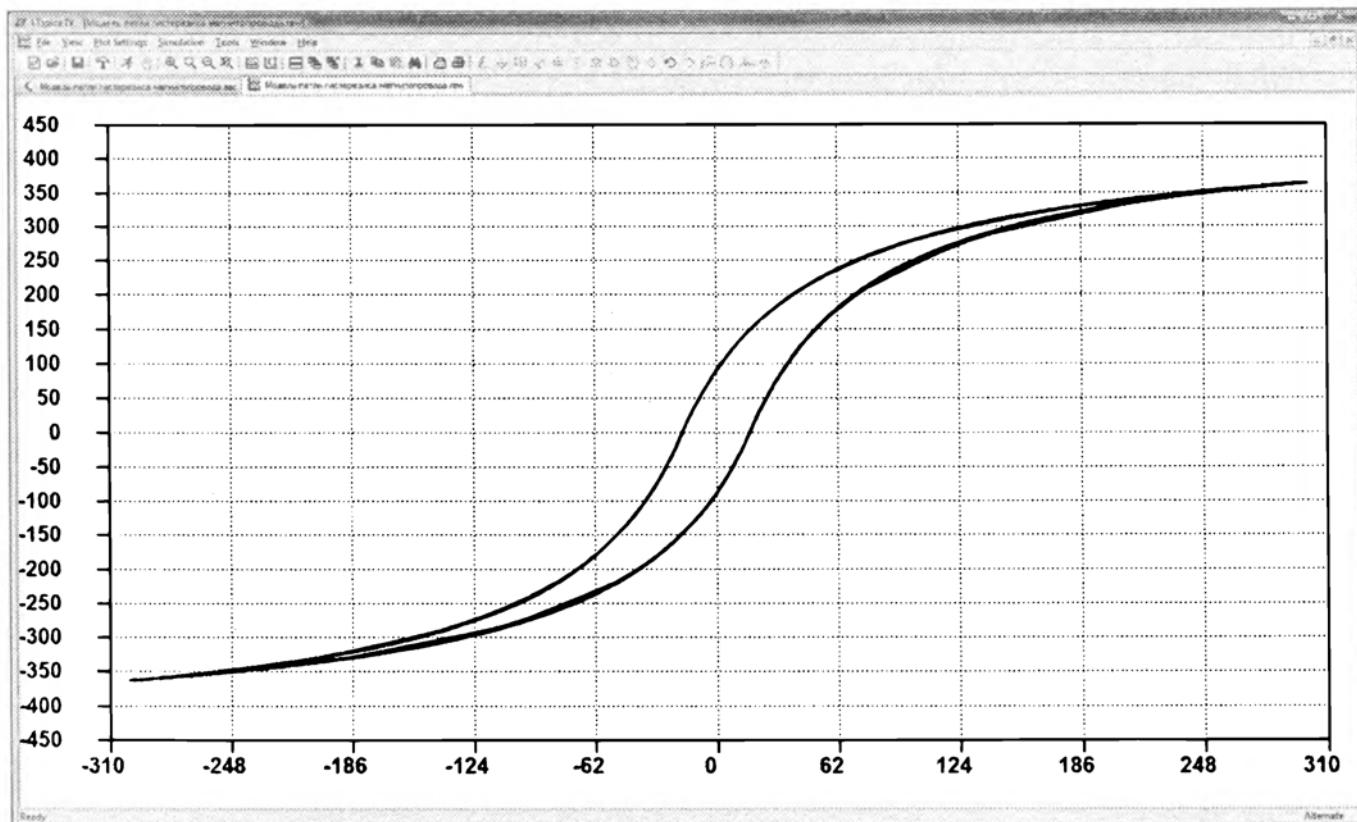


Рис. 3.22. Моделирование петли гистерезиса магнитопровода

Достоинство двухтактных мостовых преобразователей: высокий КПД при рациональном использовании свойств магнитопровода и наличии между выводами сток-исток любых закрытых транзисторов напряжения, примерно равного постоянному напряжению питания конвертора. Устройство можно включать без подсоединения нагрузки. Пульсация выходного напряжения обладает удвоенной частотой преобразования, что облегчает построение фильтра, компоненты которого характеризуются малой массой и габаритами.

Недостатки устройства заключаются в отсутствии защиты от перегрузки по току нагрузки и необходимости использования четырех ключевых транзисторов.

3.3.3. Двухтактный полумостовой преобразователь с двумя ключами

Принципиальная схема двухтактного полумостового преобразователя (*half-bridge converter*) показана на рис. 3.23.

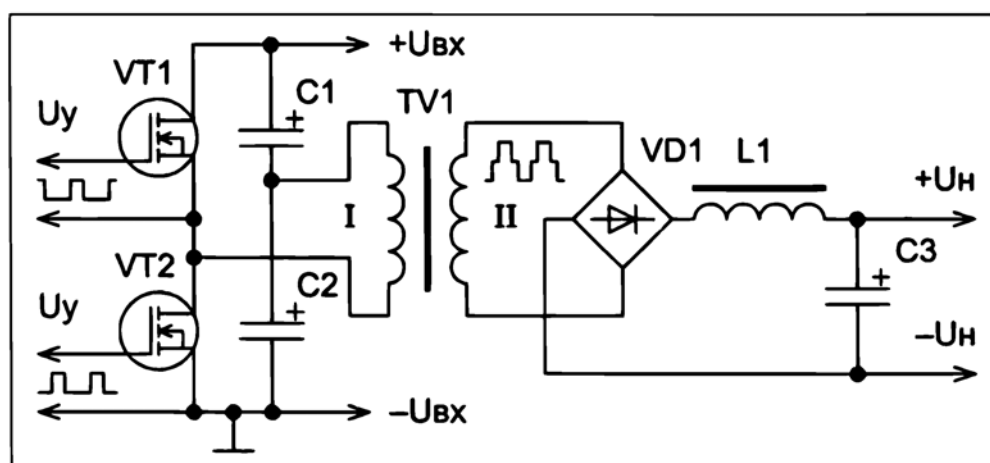


Рис. 3.23. Двухтактный полумостовой преобразователь

По сравнению с двухтактным мостовым преобразователем, в рассматриваемом устройстве одна из стоек моста заменена емкостным делителем напряжения, составленным из конденсаторов $C1$ и $C2$. В идеале в его средней точке напряжение составляет половину от постоянного напряжения питания преобразователя. Обычно, чем выше частота и ниже температура окружающей среды, тем меньше фактическая емкость конденсаторов относительно номинальной. Недостаточная емкость конденсаторов делителя напряжения обуславливает их существенный разряд к окончаниям полупериодов, из-за чего пиковое напряжение на каждом из них превысит половину напряжения питания преобразователя при его максимальной нагрузке, что обязан учитывать разработчик.

Предположим, между выводами затвор-исток транзистора $VT2$ подано отпирающее напряжение, а между выводами затвор-исток транзистора $VT1$ управляющее напряжение отсутствует. Ток течет по цепи от $+U_{вх}$, через конденсатор $C1$, первичную обмотку трансформатора $TV1$, выводы сток-исток транзистора $VT2$ к $-U_{вх}$. К первичной обмотке трансформатора $TV1$ полумостового преобразователя приложено напряжение, которое имеет форму, изображенную на рис. 3.20, и составляет:

$$U_{w1} = \frac{U_{вх}}{2} - U_{сн}, \text{ В.} \quad (3.11)$$

Эпюры импульсов тока, потребляемого преобразователем от электропитающей сети, представлены на рис. 3.24.

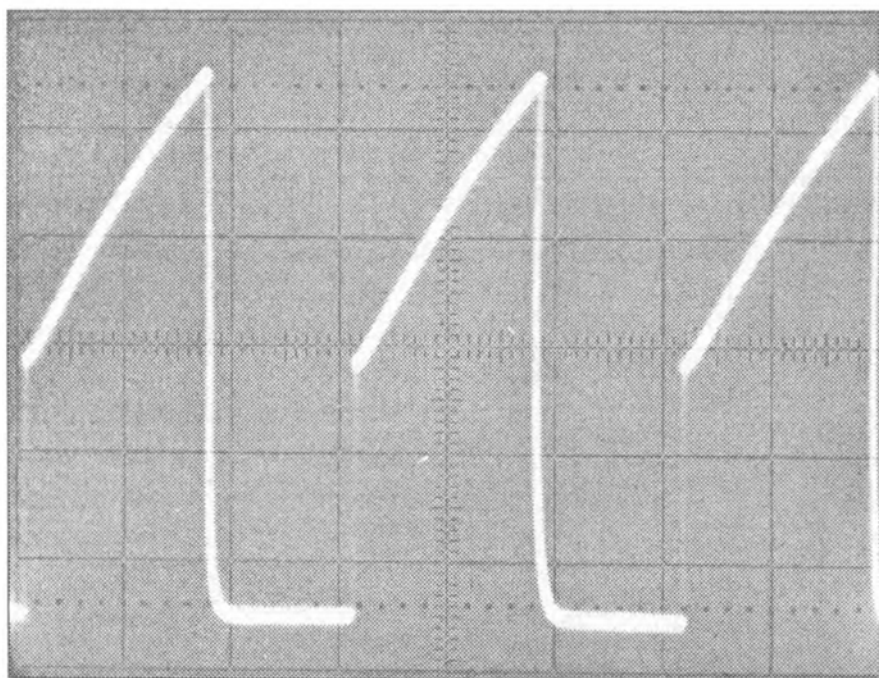


Рис. 3.24. Форма импульсов тока, потребляемого преобразователем

На вторичной обмотке трансформатора индуктировано напряжение, подаваемое на диодный мост $VD1$. Выпрямленный им ток течет по обмотке дросселя $L1$ в нагрузку устройства.

После завершения импульса управляющего напряжения, поддерживавшего транзистор $VT2$ в открытом состоянии, организована пауза, в течение которой оба транзистора закрыты, а затем между выводами затвор-исток транзистора $VT1$ будет подано открывающее напряжение. Ток течет по цепи от $+U_{вх}$, по выводам

сток-исток транзистора VT1, первичной обмотке трансформатора TV1, конденсатору C2 к $-U_{вх}$. По сравнению с предыдущим тактом, на вторичной обмотке трансформатора TV1 возникнет импульс напряжения противоположной полярности. Ток вторичной обмотки выпрямит диодный мост VD1, а пульсация будут подавлена LC-фильтром. Таким образом, частота пульсации на нагрузке в два раза превосходит частоту преобразования. Частная петля близка к предельной петле гистерезиса магнитопровода трансформатора.

Типичная мощность, передаваемая в нагрузку полумостовыми преобразователями, достигает нескольких киловатт.

Достоинства устройства: необходимость использования всего двух ключевых транзисторов; возможность включения без нагрузки; низкое напряжение, приложенное к выводам сток-исток любого закрытого транзистора, благодаря чему полумостовые преобразователи целесообразно эксплуатировать при высоком напряжении питающей сети.

Недостатки преобразователя: меньший КПД, чем у мостового преобразователя; наличие конденсаторов делителя напряжения. В случае перегрузки по току нагрузки компоненты устройства выйдут из строя, если не будет функционировать быстродействующая система защиты.

3.3.4. Двухтактный полумостовой преобразователь с тремя ключами

Интерес может представлять авторский полумостовой преобразователь с тремя ключевыми транзисторами, принципиальная схема которого изображена на рис. 3.25.

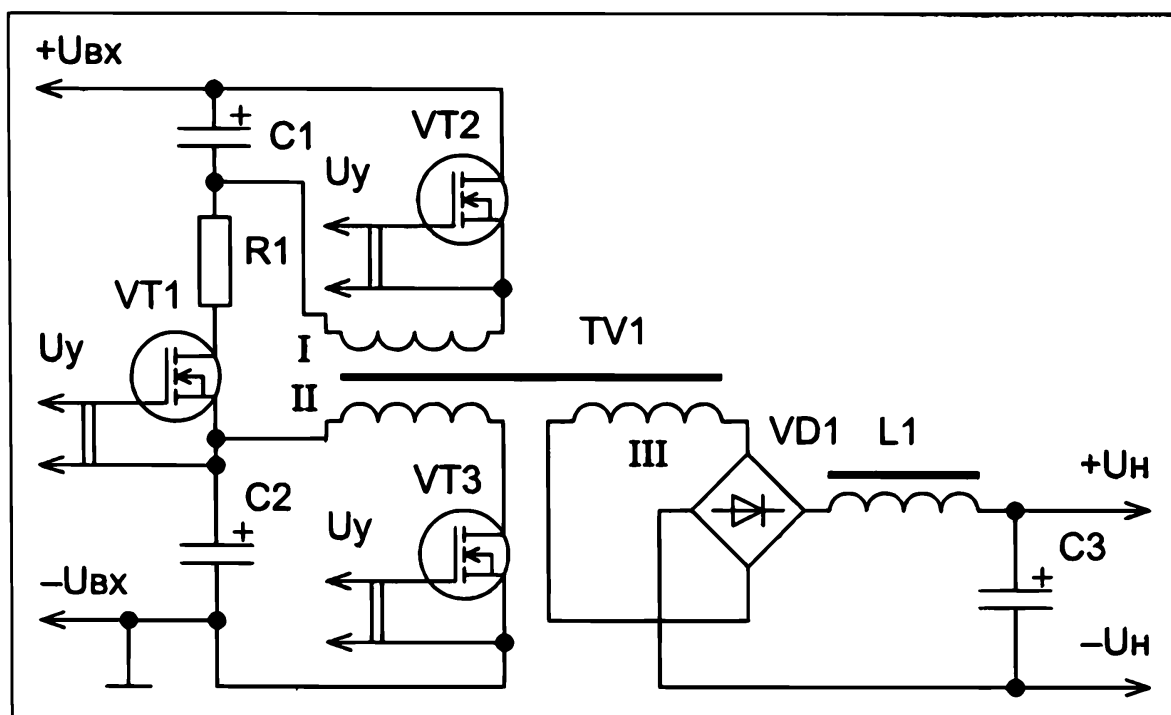


Рис. 3.25. Преобразователь с тремя ключами

В зависимости от алгоритмов управления и фазировок обмоток трансформатора, устройство может функционировать или как однотактный, или как двухтактный преобразователь. Рассмотрим процессы, характерные для второго случая.

Допустим, между выводами затвор-исток транзистора VT1 приложено отпирающее напряжение, а между выводами затвор-исток транзисторов VT2 и VT3 соответствующие управляющие напряжения отсутствуют. Заряжаются конденсаторы C1 и C2. Ток течет по цепи от $+U_{вх}$, по конденсатору C1, токоограничивающему резистору R1, выводам сток-исток транзистора VT1, конденсатору C2 к $-U_{вх}$. После заряда конденсаторов заканчивается импульс напряжения управления, отпирающего транзистор VT1, с последующей выдержкой защитной паузы.

Теперь отпирающее напряжение подается между выводами затвор-исток транзистора VT2. Ток течет по цепи от положительно заряженной обкладки конденсатора C1, по выводам сток-исток транзистора VT2, обмотке I трансформатора TV1 к отрицательно заряженной обмотке конденсатора C1. Напряжение, индуцированное на обмотке III трансформатора, подано на диодный мост VD1. После определенного разряда конденсатора C1 завершается импульс напряжения, отпирающего транзистор VT2.

Затем прикладывается отпирающее напряжение между выводами затвор-исток транзистора VT3. Ток течет по цепи от положительно заряженной обкладки конденсатора C2, по обмотке II трансформатора TV1, выводам сток-исток транзистора VT3 к отрицательно заряженной обмотке конденсатора C2. На обмотке III трансформатора TV1 индуцировано напряжение, подводимое к диодному мосту VD1. После заданного разряда конденсатора C2 будет окончен импульс напряжения, отпирающего транзистор VT3, и выдержана защитная пауза между импульсами. Далее процесс повторяется.

Достоинство устройства заключается в совмещении цепи, заряжающей конденсаторы делителя напряжения, с преобразователем.

Недостатки: наличие трех транзисторов и более сложная последовательность импульсов задающего генератора.

3.3.5. Двухтактный полумостовой преобразователь с обмоткой симметрирования

Для успешного функционирования полумостовых преобразователей в ИИП с потактовым контролем и ограничением индукции магнитопровода или тока (последнее — при использовании ШИМ-контроллеров с неизменной частотой в режиме тока) необходимо обеспечить равенство между падениями напряжений на каждом конденсаторе емкостного делителя. Равенство этих напряжений должно быть обеспечено в динамике, когда поочередно, то по одному конденсатору делителя напряжения, то по другому протекает ток, часто исчисляемый многими амперами, или даже десятками ампер. Поэтому проблему выравнивания напряжений решают не подсоединением резисторов с одинаковыми сопротивлениями параллельно конденсаторам, а так, как предложено в патенте США 3175167: введением обмотки симметрирования (рис. 3.26).

Благодаря обмотке I, через диоды VD1 или VD2 течет симметрирующий ток, подзаряжающий один из конденсаторов: C1 или C2. Заряд будет окончен лишь при равенстве падений напряжений на конденсаторах (вплоть до пульсаций на них). Обмотка симметрирования I содержит от 80% до 90% числа витков обмотки II, и относительно нее намотана проводом меньшего сечения.

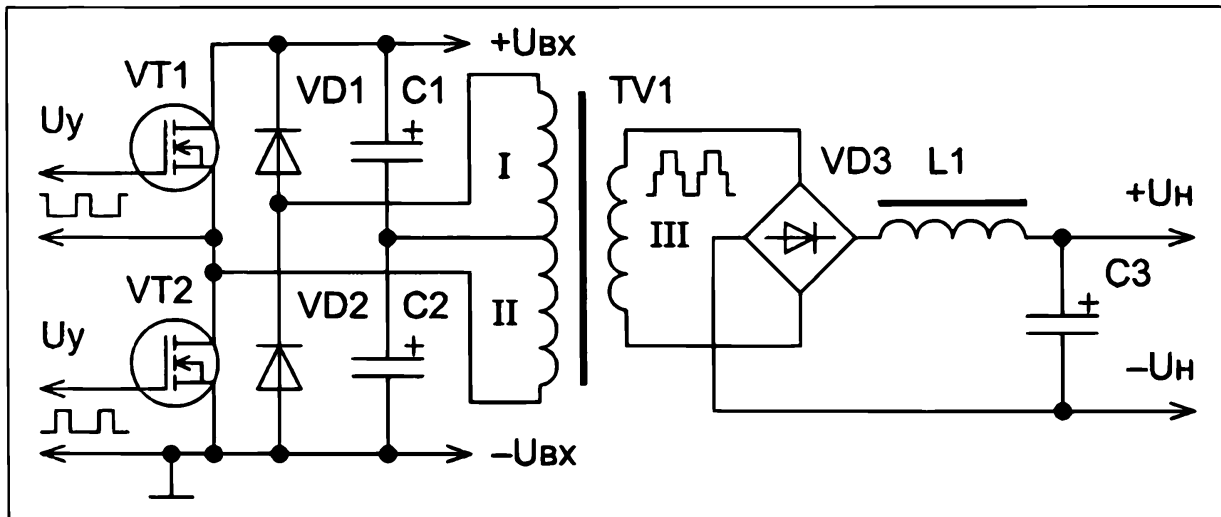


Рис. 3.26. Двухтактный полумостовой преобразователь с симметрирующей обмоткой

3.3.6. Последовательное включение двухтактных полумостовых преобразователей

При высоком постоянном напряжении, подводимом к единственному импульсному преобразователю, могут возникнуть затруднения с выбором подходящих ключевых транзисторов. С целью применения транзисторов с меньшим напряжением сток-исток или коллектор-эмиттер относительно напряжения питания преобразователя допустимо соединять преобразователи последовательно. Так, на схеме, показанной на рис. 3.27, изображено последовательное включение двух двухтактных полумостовых преобразователей, электропитающих общую нагрузку.

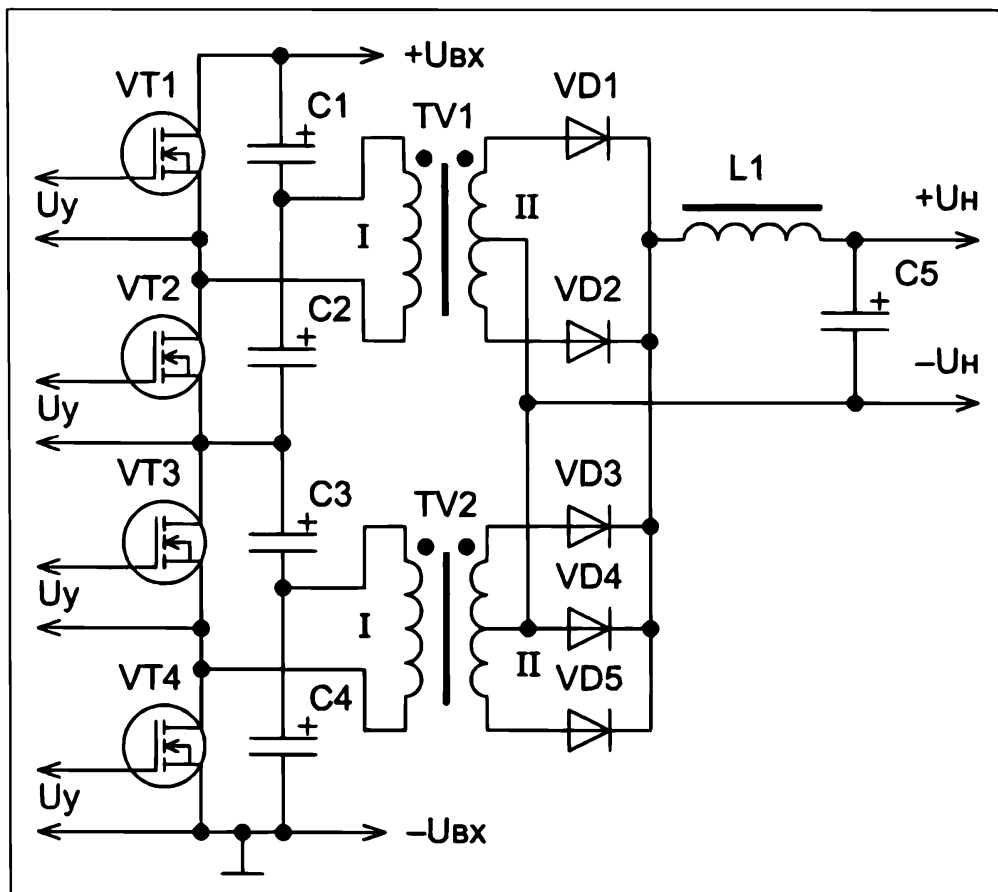


Рис. 3.27. Последовательное соединение двух полумостовых преобразователей

В идеале, при равенстве емкостей конденсаторов $C1$ – $C4$ падение напряжения на каждом из них составляет одну четверть от постоянного напряжения, питающего преобразователь. В реальном устройстве происходит автоматическое выравнивание напряжений на выводах указанных конденсаторов за счет следующего обстоятельства. По нагрузке устройства течет ток от вторичной обмотки трансформатора только того преобразователя, у которого на конденсаторах делителя присутствует большее напряжение [64, с. 412]. По первичной обмотке трансформатора этого преобразователя протекает прямоугольная составляющая тока, благодаря которой разряжаются конденсаторы, на выводах которых присутствует большее напряжение. Одновременно заряжаются другие конденсаторы, на выводах которых присутствовало меньшее напряжение.

Недостаток рассмотренного устройства заключается в протекании до двух раз большей силы тока через выводы сток-исток или коллектор-эмиттер ключевых транзисторов того преобразователя, к которому до процесса выравнивания было приложено большее напряжение.

3.4. Преобразователи без гальванической развязки нагрузки от питающей сети

3.4.1. Преобразователь повышающего типа

Для электропитания нагрузки, к которой приложено выходное напряжение, превосходящее по уровню входное напряжение устройства, применяют повышающий импульсный преобразователь, принципиальная схема которого представлена на рис. 3.28.

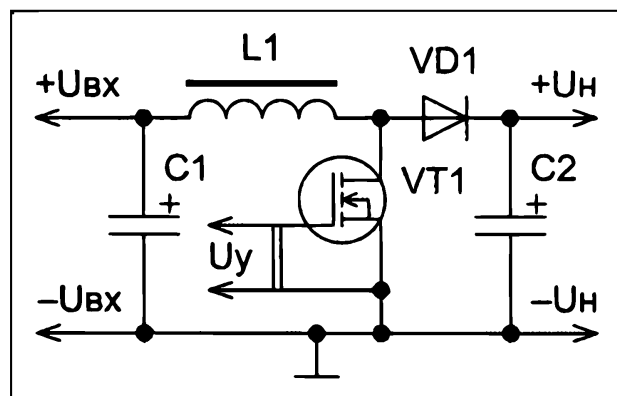


Рис. 3.28. Преобразователь повышающего типа

Допустим, между выводами затвор-исток транзистора $VT1$ приложено отпирающее напряжение. По цепи от $+U_{вх}$, по обмотке накопительного дросселя $L1$, выводам сток-исток транзистора $VT1$ к $-U_{вх}$ течет ток. В магнитном поле дросселя $L1$ запасается энергия. В это время электропитание нагрузки может быть достигнуто за счет энергии предварительно заряженного конденсатора $C2$. Силу тока, текущего по обмотке дросселя непосредственно перед моментом закрывания транзистора $VT1$, можно вычислить по формуле:

$$I_{\text{макс}} = \gamma \cdot T \cdot \frac{U_{\text{вх}}}{L} + I_{\text{мин}}, \text{ А}, \quad (3.12)$$

где I_{\max} — максимальный ток дросселя, А;
 I_{\min} — минимальный ток дросселя, А;
 L — индуктивность обмотки дросселя, Гн.

После окончания импульса напряжения между затвором и истоком транзистора VT1 последний будет закрыт, и на выводах обмотки дросселя L1 возникает напряжение ЭДС самоиндукции, включенное последовательно с входным напряжением. К нагрузке устройства будет приложено их суммарное напряжение за вычетом прямого падения напряжения на диоде VD1. Таким образом, пока транзистор закрыт, магнитное поле дросселя L1 отдает накопленную энергию, а конденсатор фильтра C2 запасает энергию для электропитания нагрузки во время, когда ключевой транзистор станет открытым.

Силу тока в обмотке дросселя непосредственно перед моментом отпирания транзистора VT1 можно найти согласно выражению:

$$I_{\min} = I_{\max} - (1 - \gamma) \cdot T \cdot \frac{U_{\text{н}} - U_{\text{вх}}}{L}, \text{ А.} \quad (3.13)$$

Когда между выводами затвор-исток транзистора VT1 опять будет приложено отпирающее напряжение, дроссель вновь станет накапливать энергию в магнитном поле, и процесс повторится сначала.

Форма импульсов тока, текущего по обмотке дросселя, показана на рис. 3.29.

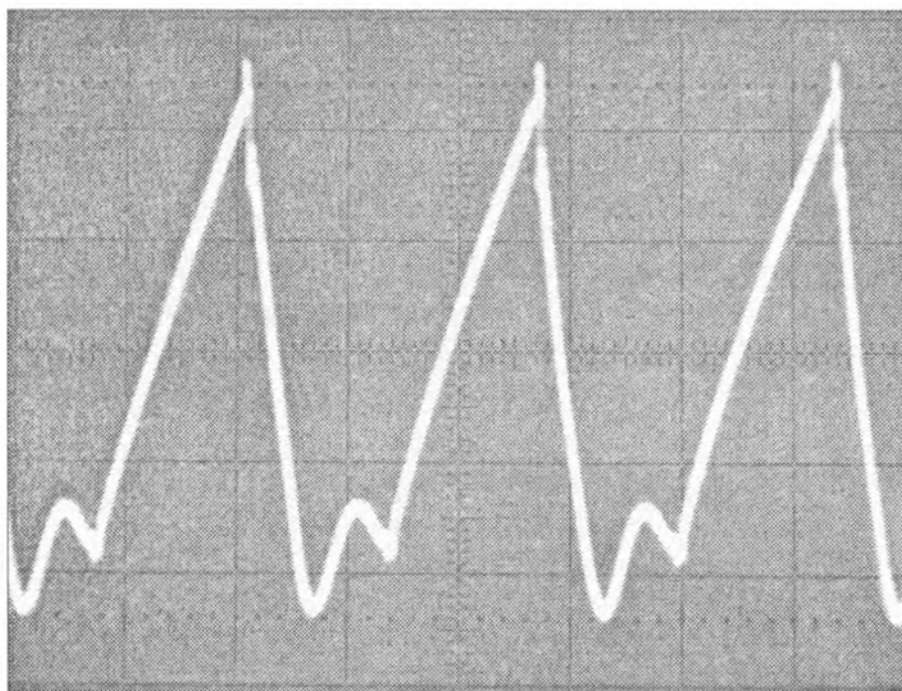


Рис. 3.29. Импульсы тока, протекающего по дросселю L1

Эпюры импульсов напряжения между выводами сток-исток транзистора VT1 показаны на рис. 3.30.

Совместное решение выражений (3.12) и (3.13) даст регулировочную характеристику идеального повышающего преобразователя:

$$U_{\text{н}} = \frac{U_{\text{вх}}}{1 - \gamma}, \text{ В.} \quad (3.14)$$

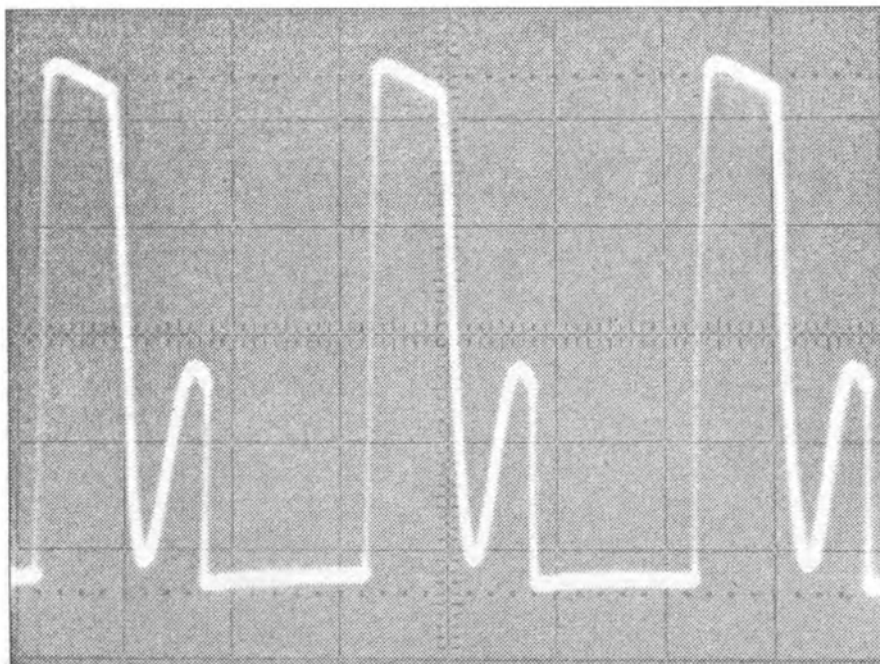


Рис. 3.30. Импульсы напряжения между стоком и истоком транзистора в повышающем преобразователе

Из нее следует, что при наличии идеальных компонентов и $\gamma = 1$ напряжение на нагрузке бесконечно велико. Однако у реального преобразователя существует зависимость регулировочной характеристики от тока нагрузки.

Входной ток, потребляемый повышающим преобразователем от питающей сети, непрерывен. Это замечательное свойство используют разработчики корректоров коэффициента мощности.

3.4.2. Преобразователь понижающего типа

Электропитание нагрузки, к которой подведено меньшее напряжение по сравнению с входным напряжением устройства, может быть осуществлено с использованием понижающего импульсного преобразователя, принципиальная схема которого показана на рис. 3.31.

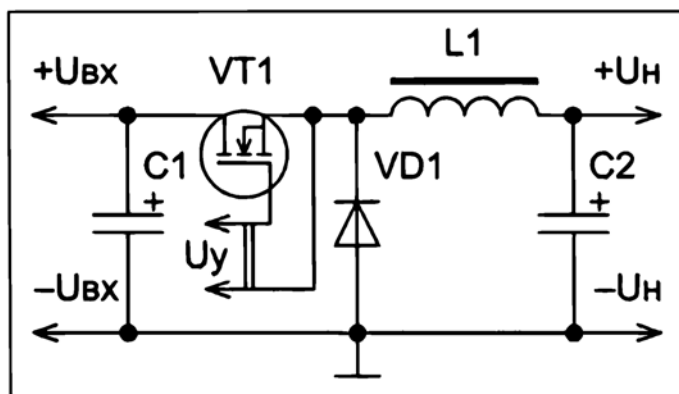


Рис. 3.31. Преобразователь понижающего типа

Предположим, между выводами затвор-исток транзистора VT1 подано отпирающее напряжение. Ток течет по цепи от $+U_{вх}$, по выводам сток-исток транзистора VT1, обмотке дросселя L1, через нагрузку и общий провод к $-U_{вх}$. Заряжается конденсатор C2. Через диод VD1 прямой ток не протекает. Если колебания тока дросселя подчинены линейному закону, то максимальный ток обмотки к окончанию импульса можно найти согласно выражению:

$$I_{\text{макс}} = t_{\text{и}} \cdot \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{н}}}{L} + I_{\text{мин}}, \text{ А}, \quad (3.15)$$

где $t_{\text{и}}$ — длительность импульса, в течение которого в транзисторе VT1 индуцирован канал, с.

После окончания импульса управляющего напряжения ключевой транзистор VT1 будет закрыт, и на обмотке дросселя L1 возникнет ЭДС самоиндукции. Ток течет по цепи от дросселя L1, по нагрузке, общему проводу, диоду VD1 к дросселю. Напряжение на нагрузке поддерживается разряжаемым конденсатором C2. Непосредственно перед моментом отпираания транзистора VT1 минимальную силу тока в обмотке дросселя можно вычислить по формуле:

$$I_{\text{мин}} = I_{\text{макс}} - (T - t_{\text{и}}) \cdot \frac{U_{\text{н}}}{L}, \text{ А}. \quad (3.16)$$

Затем между выводами затвор-исток ключевого транзистора приложено отпирающее напряжение, и рассмотренный процесс повторяется сначала.

В ходе работы устройства по обмотке дросселя течет ток с постоянной составляющей, форма которого показана на рис. 3.32 (уровень нуля соблюден).

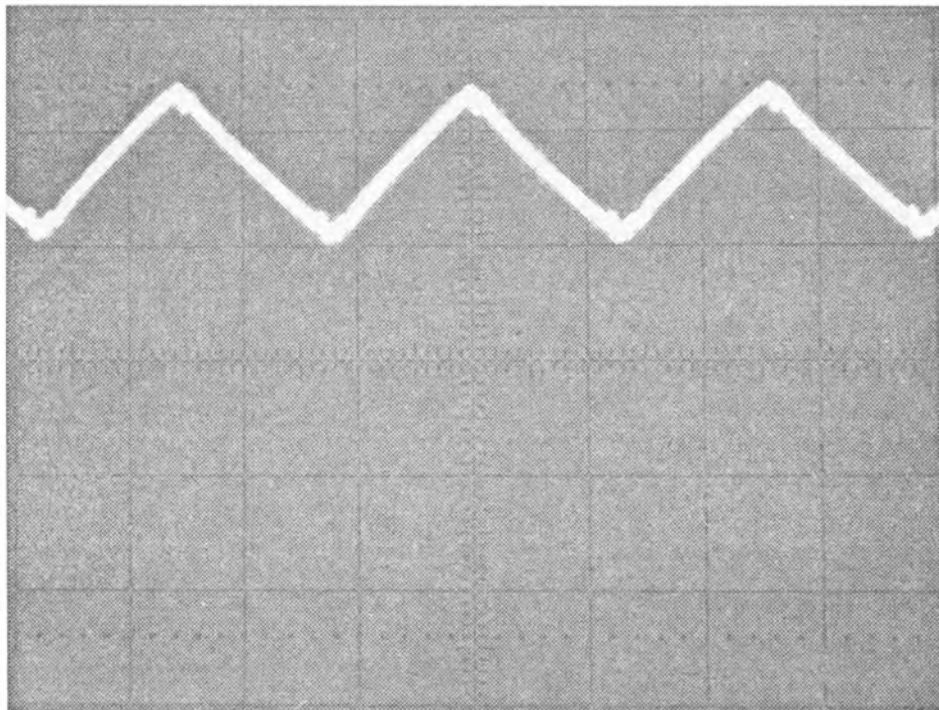


Рис. 3.32. Форма тока, протекающего по дросселю

Между катодом и анодом диода VD1 присутствуют прямоугольные импульсы напряжения, показанные на рис. 3.33.

Решая совокупно формулы (3.15) и (3.16), запишем линейную регулировочную характеристику идеального понижающего преобразователя:

$$U_{\text{н}} = U_{\text{вх}} \cdot \frac{t_{\text{и}}}{T} = U_{\text{вх}} \cdot \gamma, \text{ В}. \quad (3.17)$$

Регулировочная характеристика реального понижающего преобразователя для режима прерывистого тока дросселя нелинейна:

$$U_n = \frac{2 \cdot U_{вх}}{1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot L}{T \cdot R_n} \gamma^2}}, \text{ В}, \quad (3.18)$$

где R_n — сопротивление нагрузки устройства, Ом.

Коэффициент заполнения импульсов реального устройства не может превышать единицу, и в реальности идеальных компонентов не существует. Учитывая эти факты, из выражения регулировочной характеристики ясно, что напряжение на нагрузке всегда меньше входного напряжения.

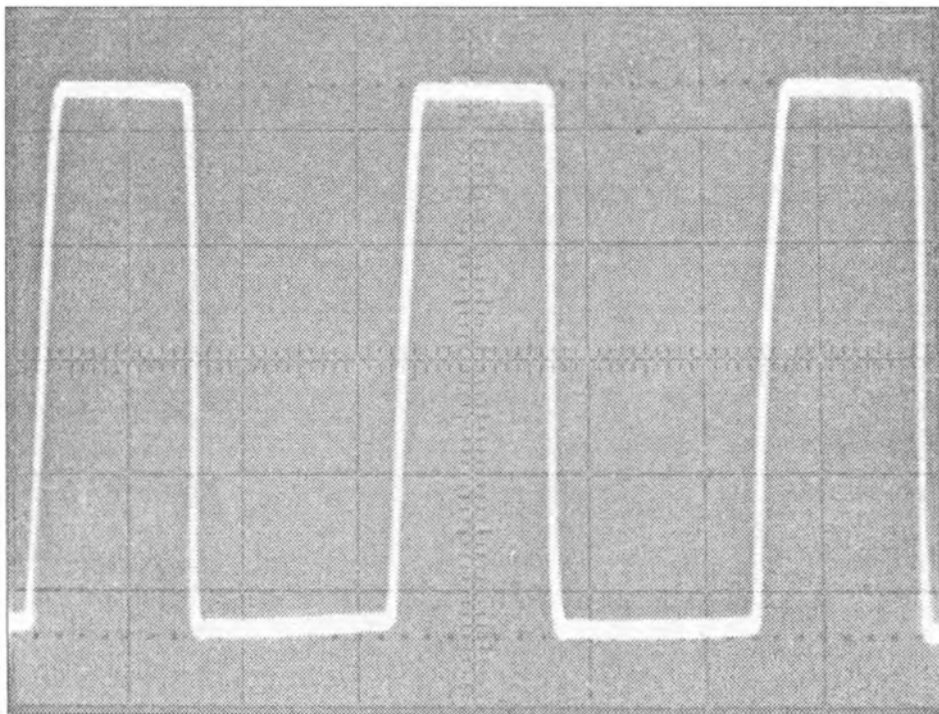


Рис. 3.33. Импульсы напряжения между выводами катод-анод диода VD1 в понижающем преобразователе

3.4.3. Преобразователь инвертирующего типа

Питание нагрузки, полярность напряжения на которой должна быть обратной относительно входного напряжения, осуществляют инвертирующим импульсным преобразователем, принципиальная схема которого показана на рис. 3.34.

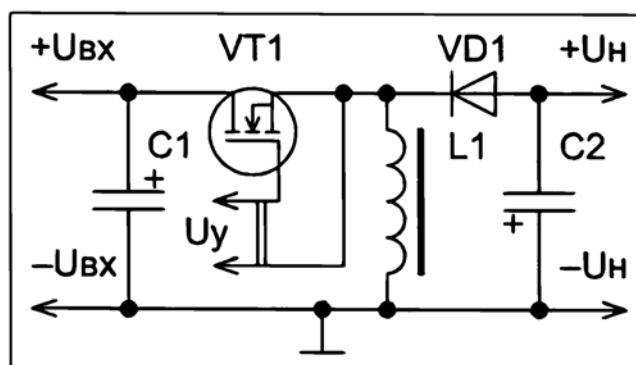


Рис. 3.34. Преобразователь инвертирующего типа

Пока между выводами затвор-исток транзистора VT1 приложено отпирающее напряжение, ток течет по цепи от $+U_{вх}$, через выводы сток-исток открытого транзистора, дроссель L1, по общему проводу к $-U_{вх}$. Пока в транзисторе индуцирован канал, в магнитном поле дросселя накапливается энергия. По диоду VD1 прямой ток не течет.

После завершения импульса управляющего напряжения транзистор VT1 будет закрыт, и ток потечет по цепи от дросселя L1, через нагрузку, диод VD1 к дросселю. Энергия магнитного поля дросселя расходуется на электропитание нагрузки и заряд конденсатора C2.

Когда между выводами затвор-исток транзистора VT1 снова будет приложено отпирающее напряжение, энергия опять начнет концентрироваться в магнитном поле дросселя. Описанный выше процесс повторится сначала. Форма прерывистого тока, текущего по дросселю, представлена на рис. 3.35, а эпюры напряжения на выводах его обмотки — на рис. 3.36.

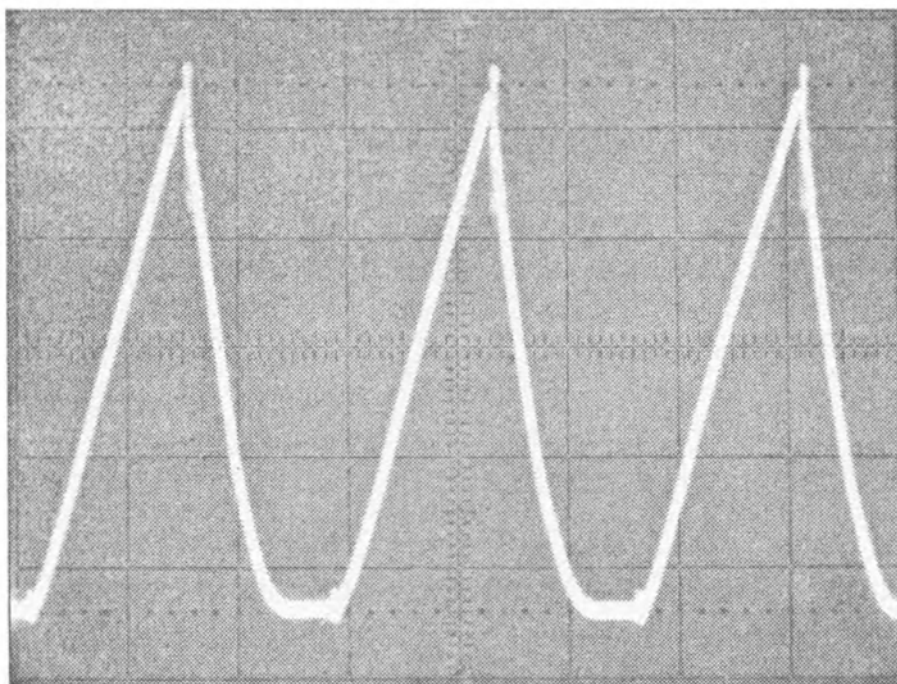


Рис. 3.35. Треугольная форма импульсов тока дросселя в инвертирующем преобразователе

Регулировочная характеристика идеального инвертирующего преобразователя такова:

$$U_n = \frac{U_{вх} \cdot \gamma}{1 - \gamma}, \text{ В.} \quad (3.19)$$

Регулировочная характеристика реального преобразователя для режима непрерывного тока дросселя примет вид:

$$U_n = \frac{U_{вх} \cdot \gamma \cdot (1 - \gamma)}{\frac{r_n}{R_n} + (1 - \gamma)^2}, \text{ В,} \quad (3.20)$$

где r_n — сопротивление потерь, Ом.

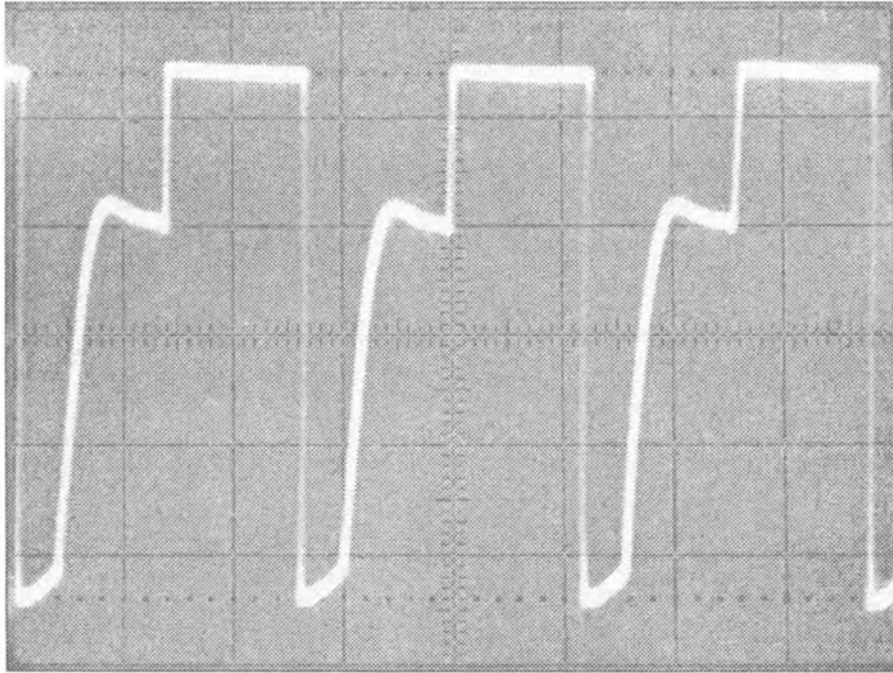


Рис. 3.36. Импульсы напряжения на выводах обмотки дросселя

Регулировочную характеристику реального преобразователя для режима прерывистого тока дросселя запишем следующим образом:

$$U_n = \frac{U_{\text{вх}} \cdot \gamma}{\sqrt{\frac{2 \cdot L}{T \cdot R_n}}}, \text{ В.} \quad (3.21)$$

Напряжение на нагрузке инвертирующего преобразователя может быть как больше входного напряжения, так и меньше его.

3.5. Импульсные преобразователи с мягким переключением

3.5.1. Импульсные преобразователи с резонансными колебательными системами

Импульсный преобразователь с резонансной колебательной системой содержит в своем составе компоненты, которые обладают индуктивностью и емкостью и входят в состав силового контура, в результате чего передача энергии в нагрузку происходит по практически синусоидальному закону. Колебательный контур называют **последовательным**, если дроссель и конденсатор резонансной цепи соединены последовательно. Если же они включены параллельно, то контур называют **параллельным**.

В качестве компонентов колебательного контура могут быть задействованы паразитные емкости и индуктивности (например, сток-исток транзисторов и рассеяния трансформатора), что относят к достоинству рассматриваемого устройства, поскольку это позволяет существенно повысить частоту преобразования. С помощью электронных ключей к колебательной системе приложены импульсы прямоугольного напряжения или пропущен ток прямоугольной формы, а в компонентах

колебательной системы присутствует гармоническое напряжение или ток, которые обладают почти синусоидальной формой (рис. 3.37).

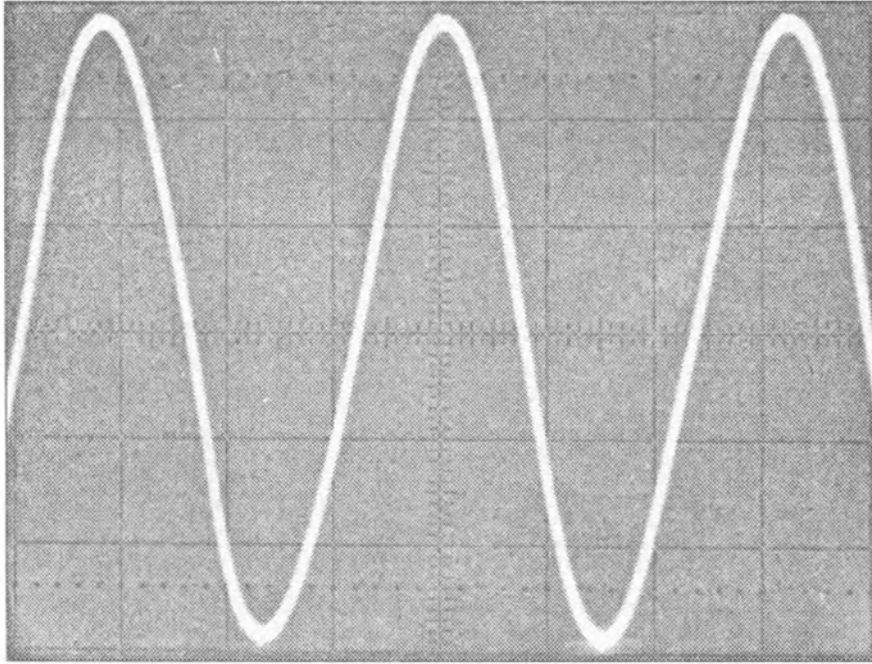


Рис. 3.37. Синусоидальная форма колебаний в резонансном преобразователе

Из-за этого скорости изменения напряжений и токов невелики, и потому генерируемые помехи обладают низкой интенсивностью. Благодаря тому же обстоятельству, иногда отсутствует необходимость демпфирования, и за счет меньшего числа компонентов допустимо сократить стоимость конструкции. Напряжение или ток нагрузки обычно регулируют путем изменения длительностей открытых состояний ключевых транзисторов при неизменном периоде, управляют шириной импульсов.

Процессы коммутации ключевых транзисторов преобразователя могут происходить при нулевом токе через них, при нулевом напряжении или при совокупности этих режимов. Такие процессы могут иметь место лишь при соблюдении фазовых соотношений коммутации резонансной емкости и индуктивности.

Колебательные контуры параллельного и последовательного типа, изображенные соответственно на рис. 3.38 и рис. 3.39, обеспечивают переключение при нуле тока, а показанные на рис. 3.40 и рис. 3.41 — при нуле напряжения.

При указанных процессах коммутации динамические потери в транзисторах при включении и выключении весьма малы, что относят к достоинствам, однако статические потери из-за синусоидальности колебаний существенно больше, чем в нерезонансных преобразователях, что является недостатком. Протекание тока большей силы по диодам сетевого выпрямителя, ключевым транзисторам, трансформатору, резонансному дросселю и иным энергетически нагруженным компонентам обуславливает повышенное выделение тепла из-за потерь на проводимость и, как следствие, — пониженный КПД относительно аналогичных нерезонансных устройств электропитания. Очевидно, что резонансные колебательные системы целесообразно внедрять в импульсные преобразователи с высокими динамическими и малыми статическими потерями.

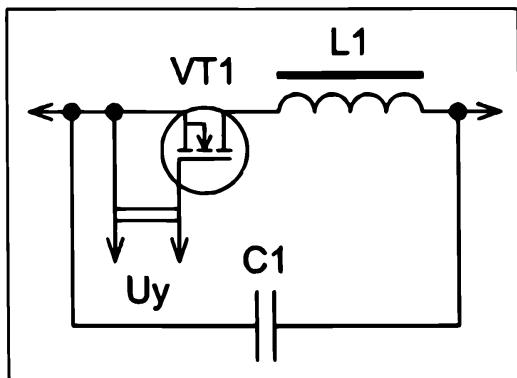


Рис. 3.38. Параллельный резонансный контур, коммутируемый при нуле тока

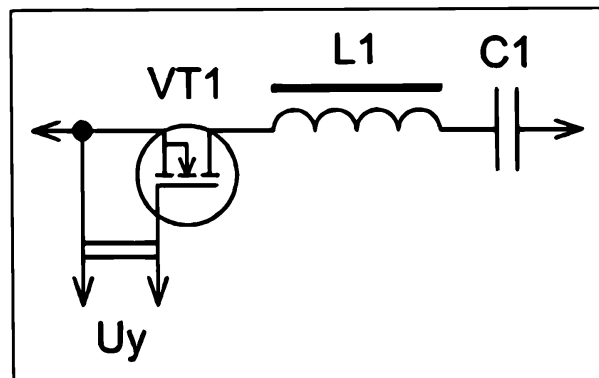


Рис. 3.39. Последовательный резонансный контур, переключаемый при нуле тока

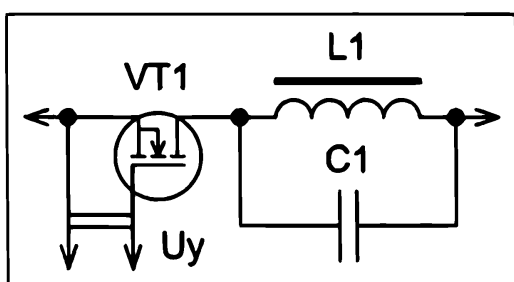


Рис. 3.40. Параллельный резонансный контур, коммутируемый при нуле напряжения

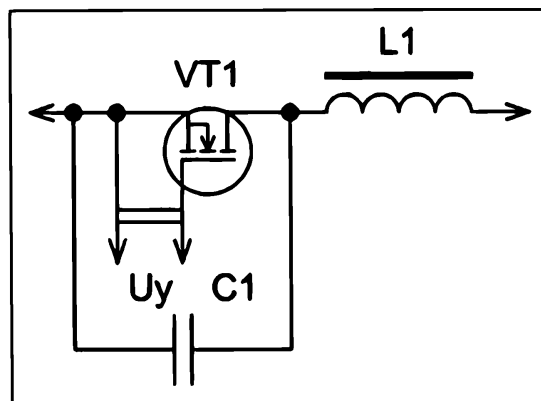


Рис. 3.41. Последовательный резонансный контур, переключаемый при нуле напряжения

Некоторые резонансные преобразователи спроектированы так, что автоматически защищают силовые компоненты от разрушения при возникновении аварийного режима. В качестве примера подобного устройства рассмотрим преобразователь, который разработал Виктор Анатольевич Гушин. Модель устройства дана на рис. 3.42, а эпюры напряжений и тока в характерных точках — на рис. 3.43.

Емкость резонансного конденсатора (C_5) контура можно вычислить по формуле:

$$C_{\text{рез}} = \frac{I_{w1}}{\pi \cdot f_{\text{рез}} \cdot U_{\text{вх}}}, \Phi, \quad (3.22)$$

где I_{w1} — максимальный ток первичной обмотки трансформатора, А;

$f_{\text{рез}}$ — резонансная частота контура, Гц;

$U_{\text{вх}}$ — постоянное напряжение питания преобразователя, В.

Индуктивности резонансной и рекуперативной индуктивностей должны быть одинаковы и составлять:

$$L_{\text{рез}} = L_{\text{рек}} = C_{\text{рез}} \cdot \left(\frac{U_{\text{вх}}}{2 \cdot I_{w1}} \right)^2, \text{ Гн.} \quad (3.23)$$

Резонансные преобразователи применяют в осветительной и медицинской аппаратуре, в устройствах электрической плавки металлов и закалки изделий из них, в электротермических установках. Мощность преобразователей варьирует от десятков ватт до десятков киловатт.

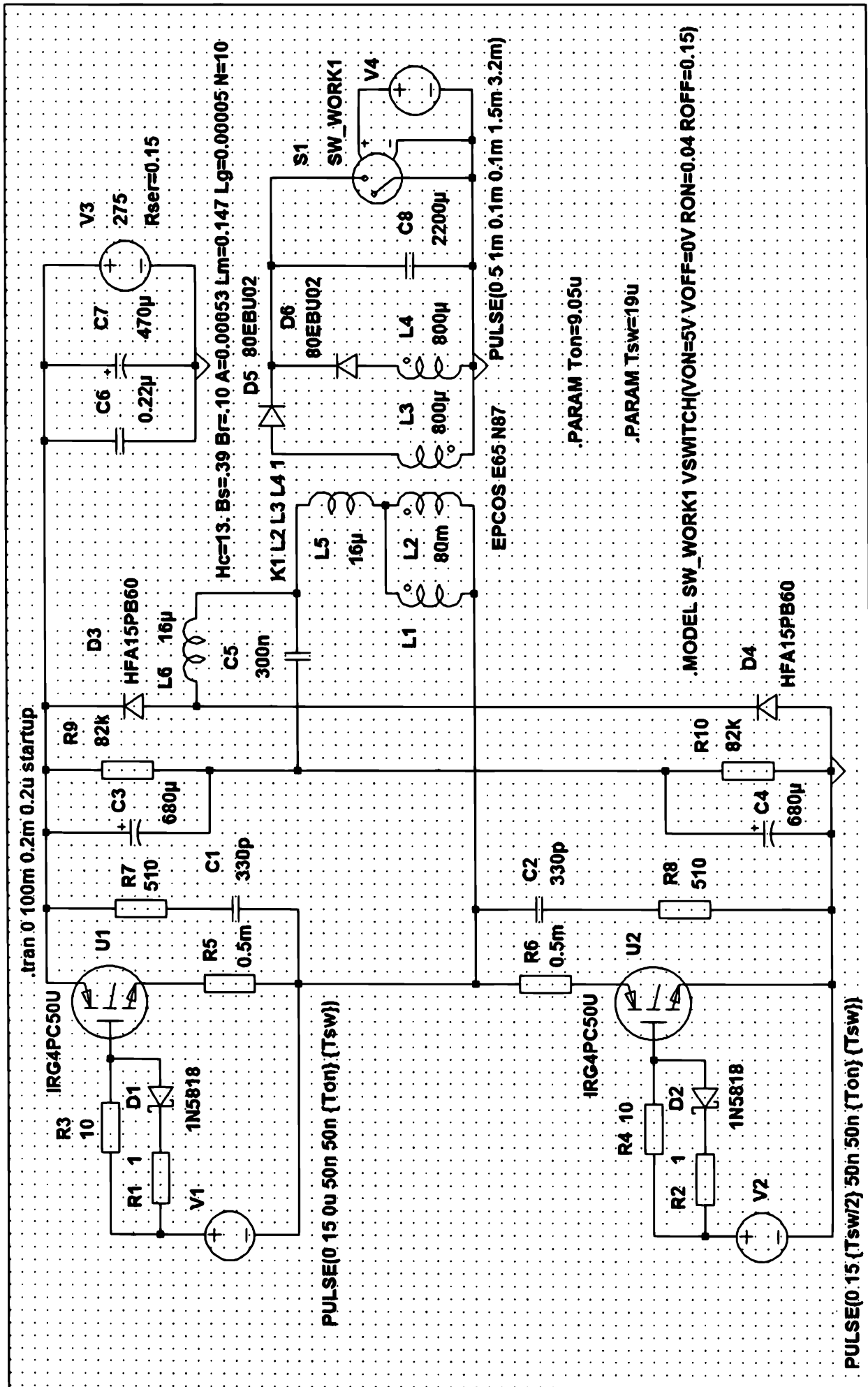


Рис. 3.42. Схема двухтактного полумостового преобразователя с резонансным контуром

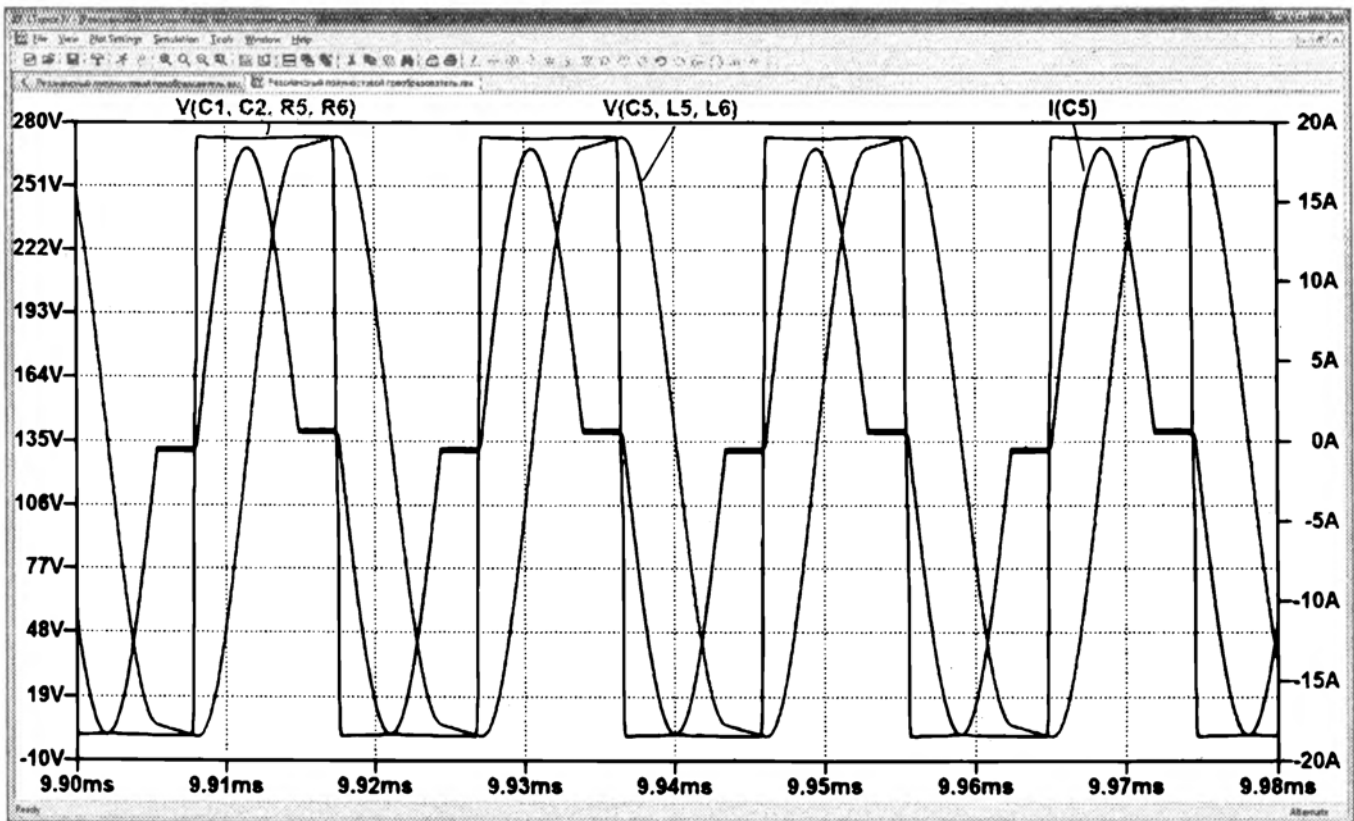


Рис. 3.43. Формы напряжений и тока в цепях компонентов преобразователя

3.5.2. Несимметричные двухтактные полумостовые преобразователи с мягкой коммутацией

На принципиальной схеме, представленной на рис. 3.44, показан двухтактный несимметричный полумостовой преобразователь, нагруженный на выпрямитель с LC-фильтром (устройство могло бы функционировать и с емкостным фильтром).

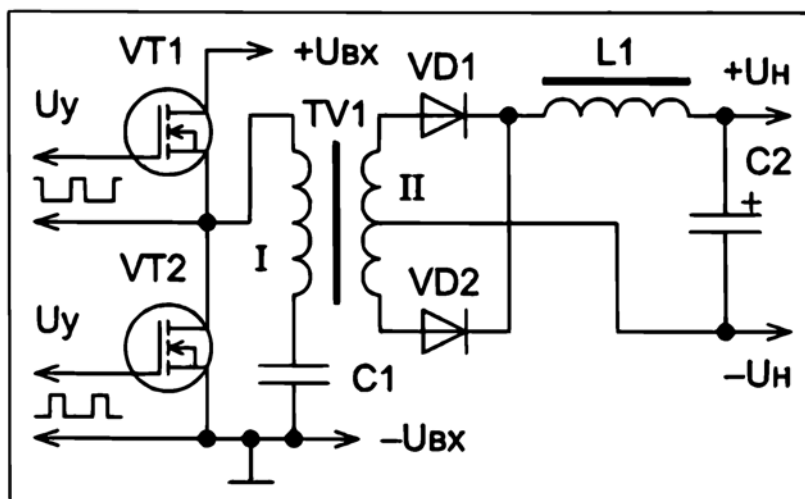


Рис. 3.44. Несимметричный полумостовой преобразователь с переключением при нуле напряжения

Допустим, между выводами затвор-исток транзистора VT1 подано отпирающее напряжение, а управляющее напряжение между выводами затвор-исток транзистора VT2 отсутствует. Ток течет по цепи от $+U_{вх}$, по выводам сток-исток транзистора VT1, первичной обмотке трансформатора TV1, конденсатору C1 к $-U_{вх}$. Напряжение, приложенное к конденсатору C1, составляет:

$$U_{C1} = \frac{U_{\text{вх}} \cdot t_{\text{и}}}{T}, \text{ В.} \quad (3.24)$$

На вторичной обмотке трансформатора TV1 индуктировано напряжение, и через открытый выпрямительный диод течет ток нагрузки $I_{\text{н}}$ устройства. Происходит линейное нарастание тока через первичную обмотку трансформатора TV1 и конденсатор C1 от минимального значения, равного сразу после фронта импульса начальному току намагничивания $I_{\text{нам}}$, до максимального значения непосредственно перед спадом импульса [94, с. 329]:

$$I_{C1} = I_{\text{нам}} + \frac{I_{\text{н}} \cdot w_2}{w_1} + \frac{U_{\text{вх}} \cdot \left(1 - \frac{t_{\text{и}}}{T}\right)}{L} t, \text{ А,} \quad (3.25)$$

где I_{C1} — ток через конденсатор C1, А;

$I_{\text{н}}$ — ток нагрузки устройства, А;

L — индуктивность первичной обмотки трансформатора, Гн;

w_2 — число витков задействованной вторичной полуобмотки трансформатора.

После окончания импульса управляющего напряжения, открывшего транзистор VT1, следует пауза, во время которой оба транзистора закрыты, а затем между выводами затвор-исток транзистора VT2 подается отпирающее напряжение. По первичной обмотке трансформатора TV1 в обратном направлении течет ток, перезаряжаются емкости сток-исток ключевых транзисторов. Регулировочная характеристика идеального несимметричного полумостового преобразователя имеет вид [94, с. 330]:

$$U_{\text{вых}} = 2 \cdot U_{\text{вх}} \cdot \frac{w_2}{w_1} \cdot \frac{t_{\text{и}}}{T} \cdot \left(1 - \frac{t_{\text{и}}}{T}\right), \quad (3.26)$$

а для энергетически эффективной работы устройства должно быть справедливо соотношение:

$$\frac{t_{\text{и}}}{T} < 0,5. \quad (3.27)$$

Мягкое переключение происходит за счет резонансных явлений индуктивности рассеяния трансформатора, емкостей сток-исток транзисторов и протекания токов по встроенным параллельно им диодам.

Рассматриваемый преобразователь может отдавать в нагрузку мощность, достигающую нескольких киловатт. Преобразователь, в зависимости от режима работы, может функционировать в нерезонансном режиме, при котором динамический процесс переключения транзисторов будет сопровождаться выделением большой мощности.

Достоинства преобразователя состоят во включении транзисторов при нуле напряжения. Когда транзисторы закрыты, падение напряжения на них в идеале не превышает напряжения питания преобразователя. Недостатки преобразователя заключены в эффективной работе только при небольших отклонениях входного или

выходного напряжений, в утрате переключения при нуле напряжения транзистора VT1 при некоторой большой величине скважности импульсов.

Для того чтобы при всякой величине скважности в рабочем диапазоне длительности открытых состояний транзисторов VT1 и VT2 стали одинаковыми, в источнике [196] было предложено решение, изображенное на рис. 3.45.

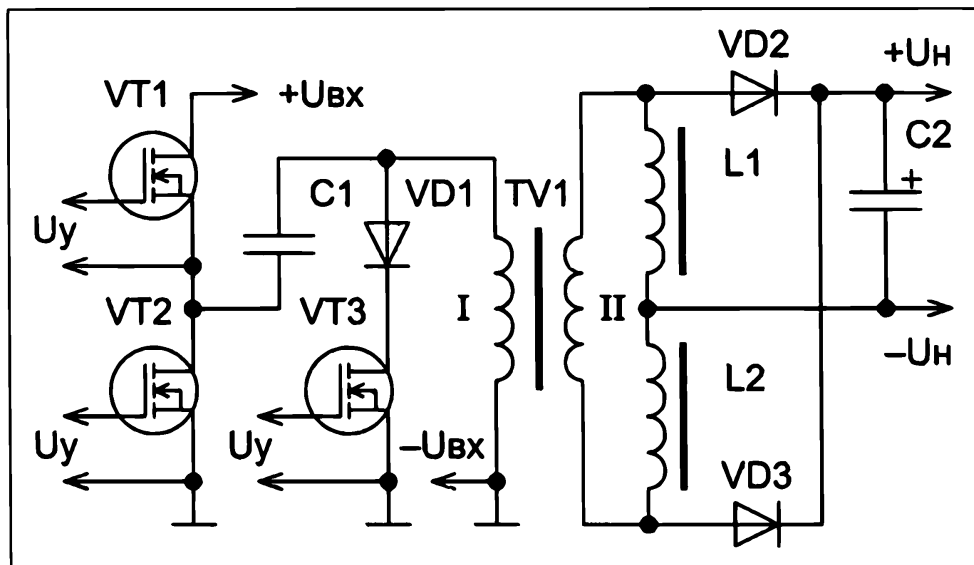


Рис. 3.45. Преобразователь с удвоителем тока и дополнительным транзистором и диодом

В данном случае отпирающее управляющее напряжение подают на транзистор VT3 сразу после открывания транзистора VT2. Транзистор VT3 закрывают в промежутке времени после закрывания транзистора VT2, но до открывания транзистора VT1. В этом промежутке времени на первичной обмотке трансформатора возникнет нулевая пауза.

Недостатки решения обусловлены возросшей сложностью задающего генератора и введением дополнительных компонентов VD1 и VT3.

В качестве логичной модификации устройства, представленного на рис. 3.42, может выступать схема несимметричного двухтактного полумостового резонансного преобразователя, показанная на рис. 3.46. Характерные для нее эпюры тока и напряжения даны на рис. 3.47.

3.6. Многофазные импульсные преобразователи

Многофазные преобразователи применяют с целью увеличения энергетической эффективности электропитающей системы. В таких преобразователях реактивные компоненты выходного фильтра работают на повышенной частоте относительно частоты преобразования, а тепловыделение компонентов при большой мощности нагрузки распределено довольно равномерно. Многофазные преобразователи состоят минимум из двух ячеек, работающих с принудительно организованным временным сдвигом включения одной ячейки относительно другой.

Многофазные преобразователи могут быть сконструированы на основе рассмотренных выше преобразователей напряжения, идентичные ячейки которых питают общую нагрузку.

Принципиальная схема двухфазного (или сдвоенного) одноконтурного обратного преобразователя показана на рис. 3.48.

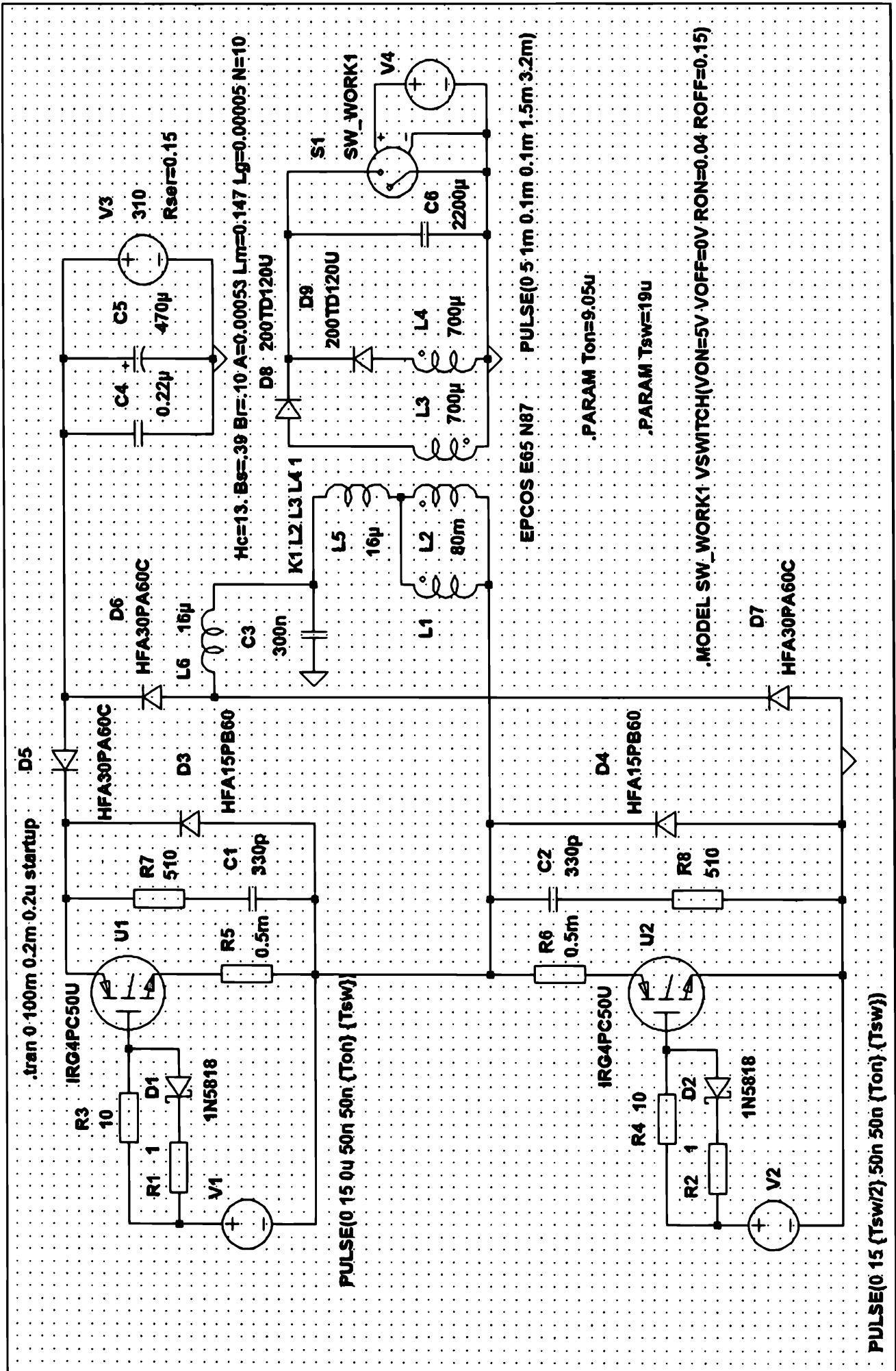


Рис. 3.46. Схема несимметричного преобразователя с резонансным контуром

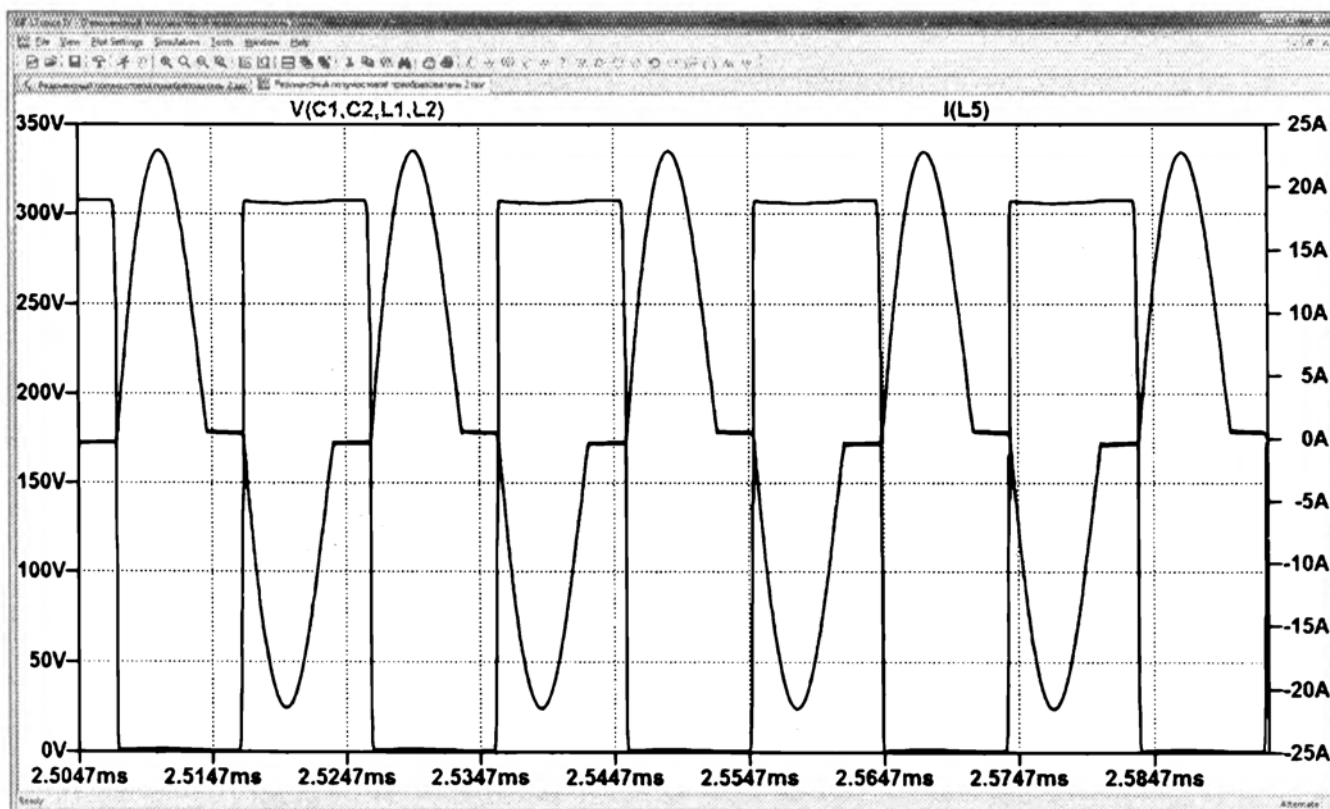


Рис. 3.47. Формы напряжения и тока

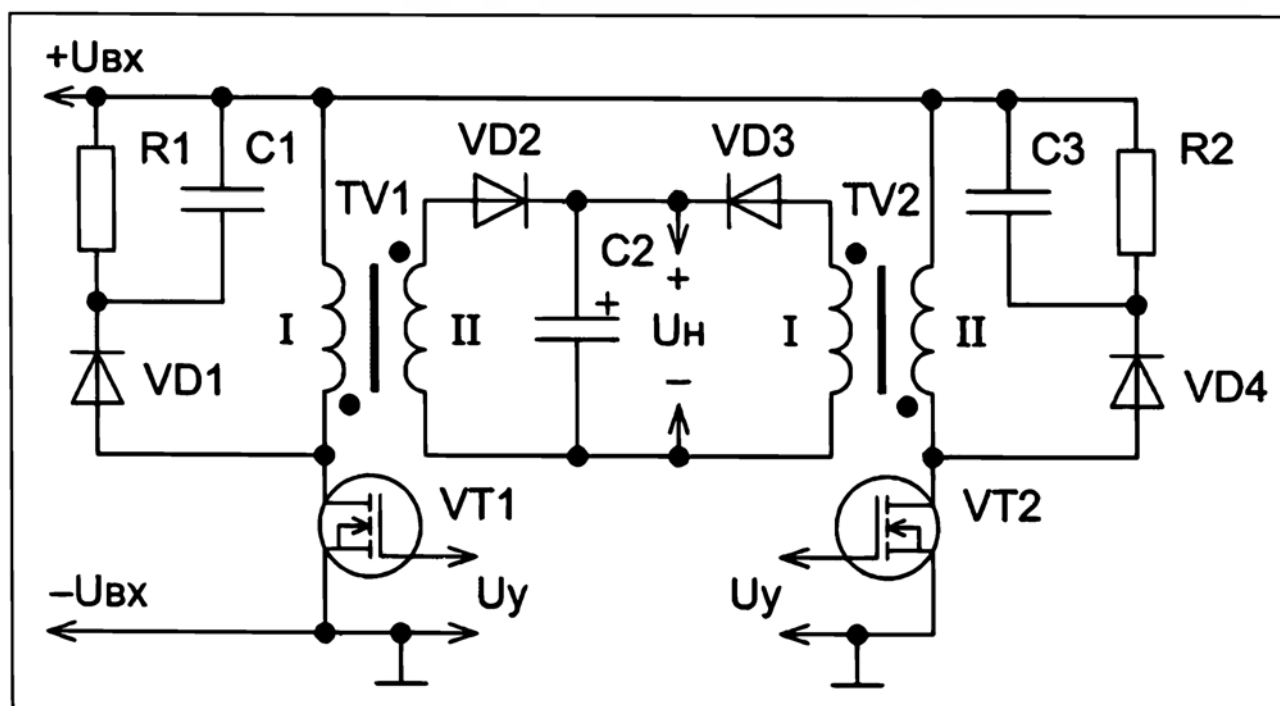


Рис. 3.48. Двухфазный обратногоходовой преобразователь

Компоненты $C1$, $R1$, $VD1$ и $C3$, $R2$, $VD4$ — это демпфирующие RCD-цепи. Импульсы напряжения управления ключевыми транзисторами $VT1$ и $VT2$ на 180° сдвинуты по фазе относительно друг друга.

В устройстве частота пульсации тока нагрузки удвоена относительно частоты преобразования, на которой работает каждый из транзисторов. В результате конденсатор $C2$ можно выбрать меньшей номинальной емкости относительно одиночного однотактного преобразователя, а значит, уменьшить массогабаритные характеристики выходного емкостного фильтра.

В результате сдвигания однотактных прямоходовых преобразователей, что показано на рис. 3.49, благодаря удвоению частоты пульсации, стало возможным уменьшить массогабаритные характеристики компонентов выходного фильтра: конденсатора $C1$ и дросселя $L1$.

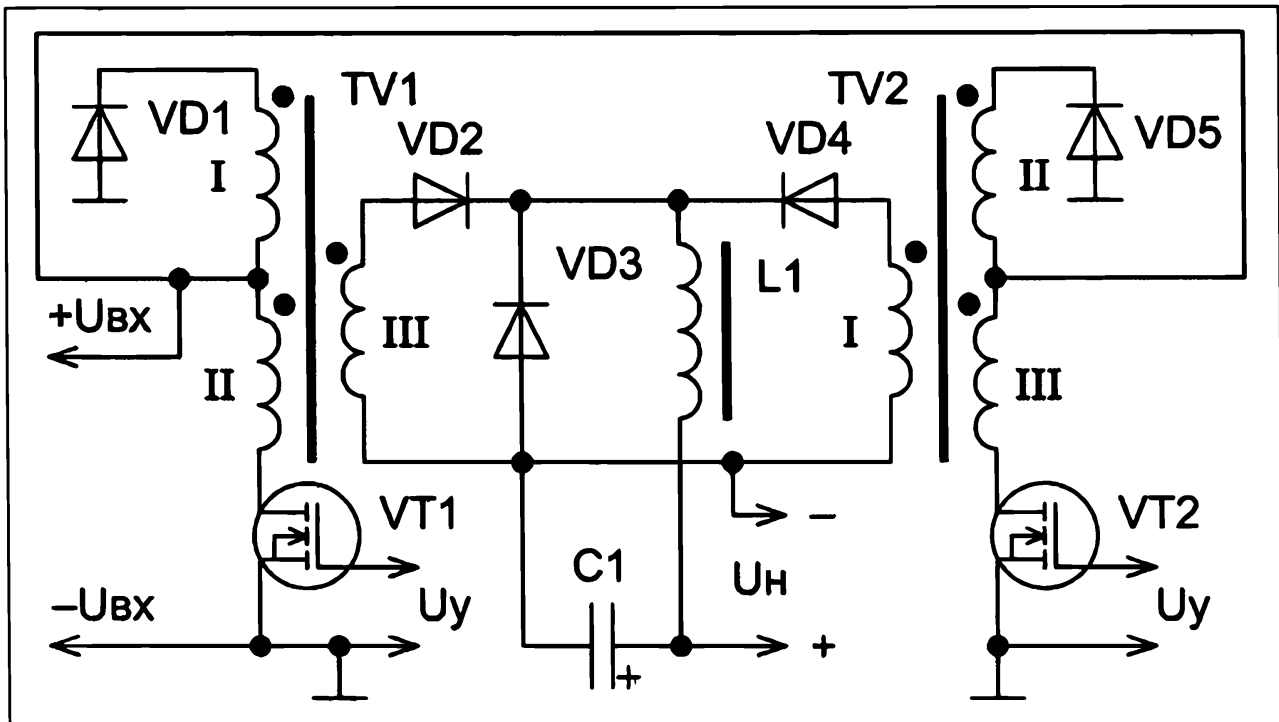


Рис. 3.49. Двухфазный прямоходовой преобразователь

Диоды $VD1$, $VD5$ и соответствующие им обмотки I и II трансформаторов $TV1$ и $TV2$ рекуперировать энергию.

Увеличение числа ячеек позволяет повысить частоту пульсации тока нагрузки. Так, на рис. 3.50 показан четырехфазный обратногоходовой преобразователь [33, с. 248].

Перед открыванием транзистора одного модуля должно происходить закрытие транзистора другого модуля. Осциллограмма одиночного прямоугольного импульса напряжения, управляющего МОП-транзистором одной ячейки, дана на рис. 3.51, а осциллограмма пульсации выходного тока четырехфазного обратногоходового преобразователя — на рис. 3.52 (уровень нуля соблюден).

Стабилизация выходного напряжения может быть осуществлена посредством широтно-импульсной модуляции импульсов.

Наличие многоячейковой структуры позволяет очень равномерно распределить мощность между ячейками и предусмотреть их резервирование с целью увеличения надежности электропитающей системы, что относят к достоинствам.

Многофазные преобразователи используют при большой мощности нагрузки, исчисляемой киловаттами или десятками киловатт. Общим их недостатком является значительное число компонентов.

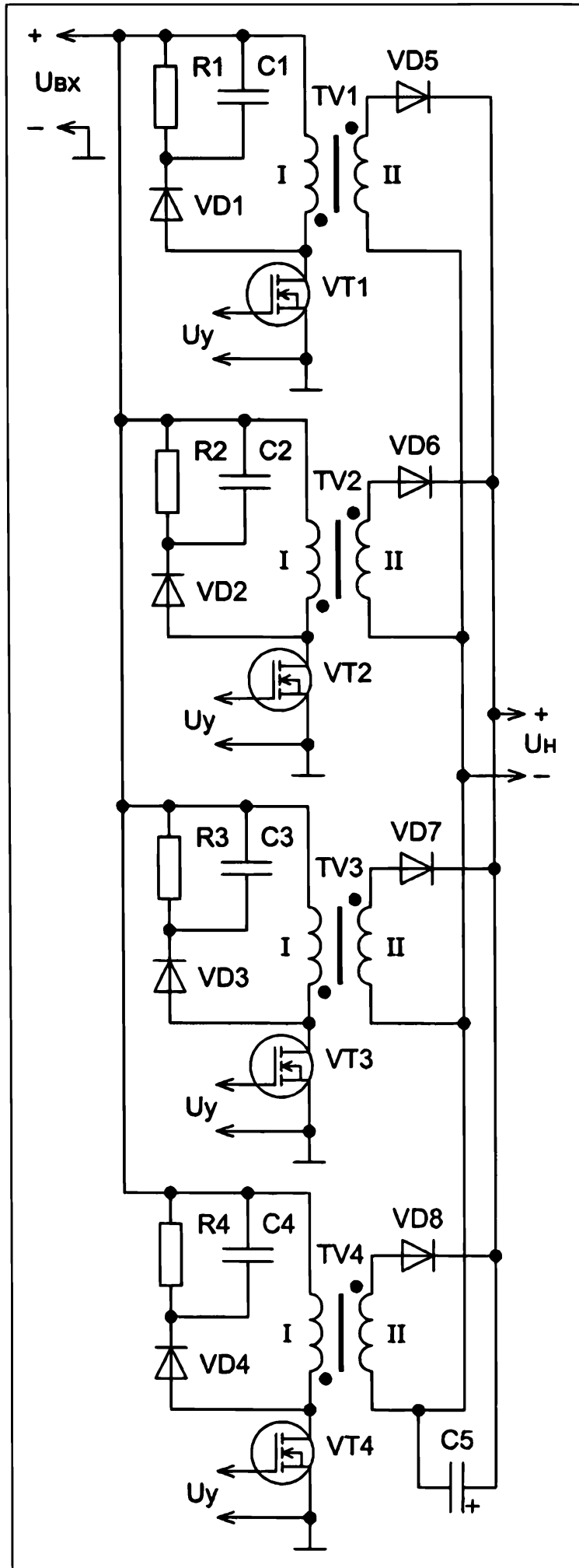


Рис. 3.50. Четырехфазный обратный преобразователь

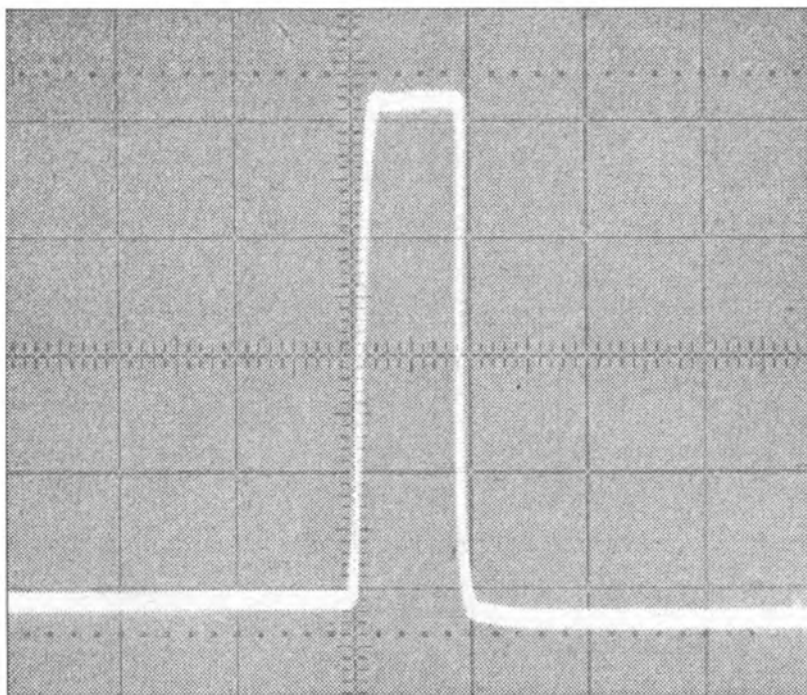


Рис. 3.51. Импульс напряжения управления транзистором ячейки четырехфазного преобразователя

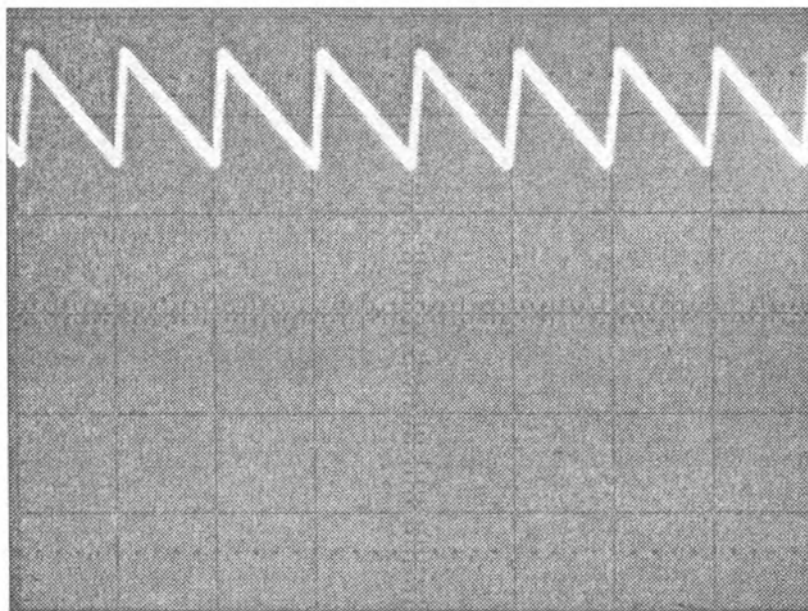


Рис. 3.52. Пульсация выходного тока четырехфазного обратного преобразователя

Особенности конструирования источников электропитания

4.1. Аварийное насыщение магнитопроводов импульсных трансформаторов двухтактных преобразователей

4.1.1. Обоснование необходимости применения систем, контролирующих токи намагничивания импульсных трансформаторов двухтактных преобразователей

Импульсный трансформатор силового преобразователя представляет собой один из неотъемлемых компонентов ИИП, обладающих гальванической развязкой нагрузки от питающей сети. Параметры импульсного трансформатора оказывают непосредственное влияние на энергетические показатели преобразователя в частности и ИИП в целом.

В двухтактных преобразователях при различиях в токах, протекающих по вторичной обмотке импульсного трансформатора в течение каждой из половин периода, происходит нарушение симметричности перемагничивания сердечника по частной петле гистерезиса. Это обуславливает подмагничивание сердечника трансформатора и способно сместить частную петлю гистерезиса к области парапроцессов. Подмагничивание сердечника трансформатора приводит к повышению тока намагничивания, что понижает энергетические показатели как импульсного трансформатора, так и в общем электропитающего устройства. Достижение частной петлей гистерезиса предельной петли инициирует протекание экстратока по первичной обмотке трансформатора и может привести к выходу из строя компонентов ИИП. Следовательно, целесообразно принимать меры, направленные на предотвращение захода петли гистерезиса магнитопровода импульсного трансформатора двухтактного преобразователя в область парапроцессов. В настоящее время подобные меры многообразны.

После анализа путей решения данной проблемы были определены некоторые подходы к разработке устройств защиты от насыщения магнитопроводов импульсных трансформаторов двухтактных преобразователей, в которых, в свою очередь, можно выделить две обширные группы. Пассивные способы заключаются в получении такой конструкции импульсного трансформатора, чтобы замедлить или вообще прекратить увеличение тока намагничивания, не прибегая к регулированию управляющих импульсов, подаваемых на усилитель мощности преобразователя.

Активные способы сводятся к выработыванию сигнала, пропорционального степени намагниченности сердечника, который подают на вход задающего генератора. Посредством этого сигнала происходит управление параметром вырабатываемых импульсов (например, их шириной или частотой) с тем, чтобы, благодаря действию цепи ООС, предотвратить увеличение тока намагничивания сверх заранее выставленного порога. При этом форма ограниченного тока намагничивания импульсного трансформатора будет примерно соответствовать рис. 4.1 (в конкретном рассматриваемом примере пиковое значение напряжения, подаваемого на вход запрета генерации импульсов контроллера задающего генератора, составляет 1,1 В, частота равна 50 кГц, задействована активная система контроля и ограничения тока намагничивания).

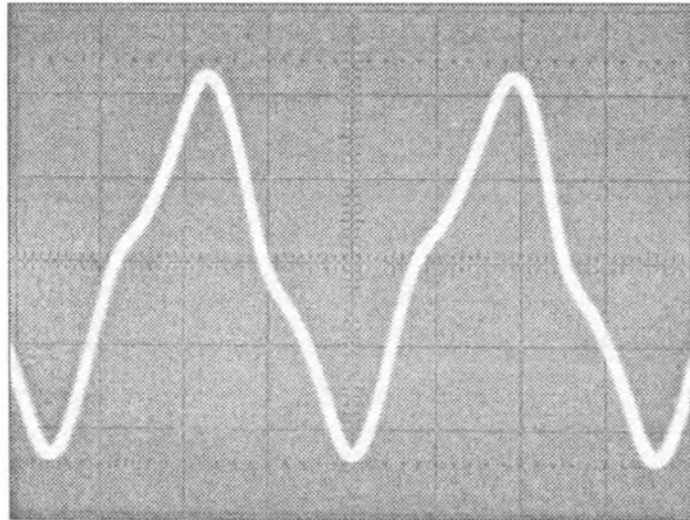


Рис. 4.1. Типичная осциллограмма тока намагничивания, полученная посредством отверстия И. В. Фомина

По утверждению И. В. Фомина, выявить начало насыщения сердечника можно по величине тока намагничивания, однако более точно его можно зарегистрировать по изменению формы импульсов намагничивающего тока, поскольку увеличение его производной происходит быстрее, чем пиков тока.

Способы регулирования положения петли гистерезиса импульсных трансформаторов многообразны. Это свидетельствует о том, что в настоящий момент отсутствует единый подход к их выбору на базе известных критериев предпочтения. Из указанных выше двух вариантов находят применение следующие способы предотвращения насыщения магнитопроводов импульсных трансформаторов двухтактных преобразователей:

- с расщеплением магнитного потока;
- с введением в магнитопровод немагнитного зазора;
- с использованием обмотки, рекуперирующей энергию;
- с измерением магнитоотрицательности;
- с непосредственным измерением магнитной индукции;
- с дифференциальными трансформаторами;
- с измерением поля рассеяния;
- с использованием магнитных систем, в которые происходит отклонение части магнитного потока.

Применение данных технических решений объясняется незначительным числом вспомогательных деталей и высокой степенью интеграции системы в ИИП.

В современной литературе, посвященной силовым электропитающим устройствам, на взгляд автора, отсутствует комплексный анализ аналогичных систем. По этой причине актуальна задача исследования способов, повышающих энергетическую эффективность электропитающих устройств путем формирования траектории перемагничивания сердечников импульсных трансформаторов.

4.1.2. Обзор и классификация способов управления положением петли гистерезиса в импульсных трансформаторах двухтактных преобразователей

Как было сказано выше, положение петли гистерезиса в импульсном трансформаторе двухтактного преобразователя можно регулировать пассивными или активными способами. Пассивные способы основаны на параметрическом регулировании петли гистерезиса без воздействия на параметры импульсов, протекающих по обмоткам трансформатора. Активные способы сведены к компенсационному регулированию путем отслеживания тока намагничивания и соответствующего изменения параметров импульсов, управляющих силовым преобразователем, для уменьшения дестабилизирующего воздействия.

Предлагаемая автором книги классификация способов регулирования положения петли гистерезиса в импульсных трансформаторах двухтактных преобразователей показана на рис. 4.2.

4.1.3. Пассивные способы предотвращения насыщения магнитопроводов трансформаторов

Пассивные способы предотвращения насыщения магнитопровода можно разделить на три крупные группы:

- с расщеплением магнитного потока;
- с введением в магнитопровод немагнитного зазора;
- использование обмотки рекуперации.

Способ расщепления магнитного потока подразумевает рекуперацию магнитного потока из одной магнитной цепи трансформатора сложной конфигурации в другую. Этот способ можно разделить на две группы:

- с использованием трансформаторов с многокernовыми магнитопроводами;
- перераспределение магнитного потока между магнитными системами.

Первый способ подразумевает наличие нескольких kernов в сложной магнитной системе. Вторичная обмотка намотана на kernе, материал которого преднамеренно легче ввести в насыщение, чем материал другого kernа, на котором выполнена первичная обмотка. В результате даже при насыщении участка магнитной системы под вторичной обмоткой материал под первичной обмоткой не войдет в насыщение, и текущий по первичной обмотке ток не превысит заданный уровень.

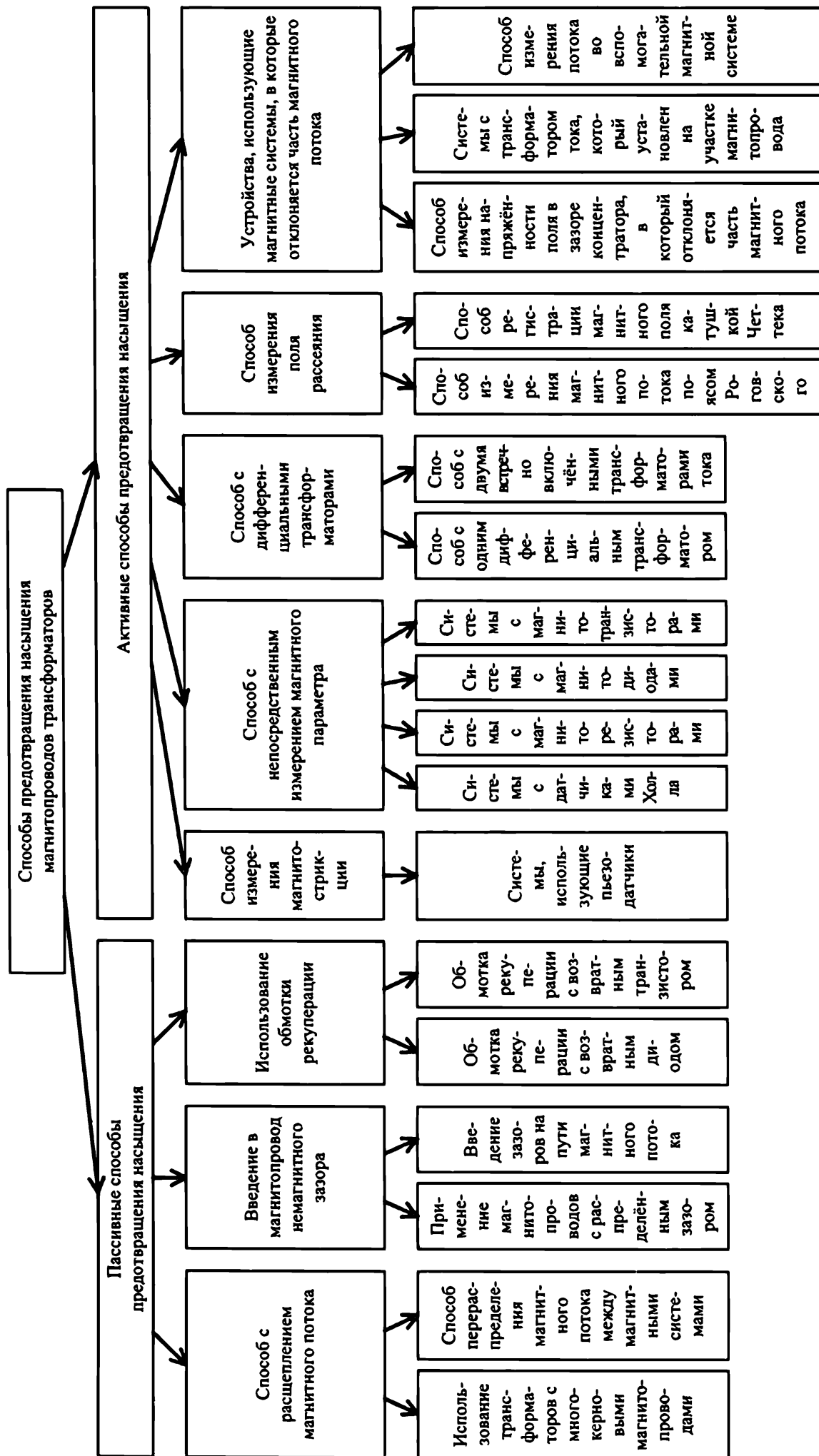


Рис. 4.2. Классификация способов регулирования положения петли гистерезиса импульсных трансформаторов двухтактных преобразователей

Второй способ заключается в рекуперации из одной части магнитной системы в другую проходящего по ней магнитного потока в случае увеличения электромагнитной нагрузки трансформатора. В качестве простейшего примера для реализации указанного способа можно взять два тороидальных магнитопровода и намотать вторичную обмотку на одном из них, а первичную обмотку — сразу на обоих. Нагрузочная характеристика такого трансформатора будет круто падающей.

Подмагничивание сердечника импульсного трансформатора постоянным током вызывает смещение петли гистерезиса и увеличение тока намагничивания, что может привести к аварийному режиму. Введение в магнитопровод немагнитного зазора увеличивает максимально допустимую напряженность поля и предотвращает чрезмерное увеличение тока намагничивания при максимальной электромагнитной нагрузке трансформатора. Однако зазор в магнитопроводе трансформатора двухтактного импульсного преобразователя приводит к значительному увеличению тока намагничивания при отсутствии нагрузки ИИП или при некоторой минимальной нагрузке.

Немагнитный зазор может быть выполнен введением многочисленных зазоров в сердечнике на пути магнитного потока. При этом потери на эффект зазора станут тем меньше, чем большим числом дискретных зазоров будет располагаться магнитопровод.

Распределенный зазор в ферритовых сердечниках обусловлен суммарной толщиной стенок Блоха. Эти стенки отделяют магнитные домены друг от друга. Распределенный зазор в ферритовых сердечниках мал и при наличии подмагничивания эти магнитопроводы использовать не следует. В магнитопроводах из МО-пермаллоя и некоторых других веществ распределенный зазор получают специально для того, чтобы магнитопровод мог успешно функционировать при большой силе тока подмагничивания.

Подмагничивание трансформаторов двухтактных полумостовых преобразователей можно уменьшить, намотав на магнитопровод дополнительную обмотку рекуперации, возвращающую избыток энергии назад в источник питания через два высокочастотных диода. В мостовых преобразователях возврат энергии возможен не через диоды, а через транзисторы, открываемые на определенный интервал периода.

4.1.4. Активные способы предотвращения насыщения магнитопроводов трансформаторов

Согласно классификации, автор выделяет пять групп способов активного предотвращения насыщения магнитопроводов трансформаторов. Они преимущественно базируются на выявлении степени намагниченности сердечника как непосредственно, так и через пропорциональный ток намагничивания.

Способ измерения магнитострикции подразумевает применение высокочувствительного датчика, закрепленного на магнитопроводе. Он преобразует микроколебания, улавливаемые датчиком, в электрический сигнал. Магнитострикционный эффект обратим, т.е. механические деформации магнитопровода вызывают изменения его намагниченности (эффект Виллари). Недостаток способа заключается в необходимости амортизации силового трансформатора. В противном случае

толчки и вибрации конструкции могут быть восприняты как насыщение магнитопровода.

Способ с непосредственным измерением магнитного параметра охватывает использование компонентов, чувствительных к магнитному полю, в том числе датчиков Холла, магниторезисторов, магнитодиодов, магнитотранзисторов. Зачастую такие датчики ориентируют и закрепляют в зазоре Ш-образного магнитопровода или в непосредственной близости от зазора, в области “выпучивания” магнитного потока. Для контроля степени намагниченности сердечника в трансформаторе двухтактного преобразователя может быть применено устройство с двумя линейными датчиками Холла без встроенных усилителей (рис. 4.3).

Замуровывание датчика внутри зазора расходует часть сечения магнитопровода, однако позволяет получить высокую помехоустойчивость, благодаря экранированию датчика материалом сердечника от мешающих внешних полей. В случае размещения датчика рядом с зазором нет потерь полезного сечения магнитопровода, но на датчик будут оказывать влияние внешние поля, и помехоустойчивость будет пониженной. Компоненты, чувствительные к магнитному полю, обычно обладают невысоким быстродействием, что влияет на диапазон рабочих частот датчиков.

Способ с дифференциальными трансформаторами объединяет использование двух дискретных трансформаторов тока или дифференциального трансформатора тока с одним магнитопроводом. В первом варианте один из дискретных трансформаторов тока включают в цепь первичной обмотки силового трансформатора, а другой — в цепь его вторичной обмотки так, чтобы компенсировать составляющую тока нагрузки и получить сигнал, пропорциональный току намагничивания. Во втором варианте на магнитопроводе дифференциального трансформатора тока (например, тороидальной формы) намотаны две первичные обмотки, по которым текут токи первичной и вторичной обмоток силового трансформатора. Происходит компенсация токов трансформации и выделение сигнала, пропорционального току намагничивания. Достоинство обоих способов заключается в отсутствии каких-либо креплений к силовому трансформатору, а недостаток — в сложности компенсации составляющей тока нагрузки.

Способ измерения поля рассеяния состоит в определении скорости изменения магнитного потока или магнитного поля. Первое осуществляют поясом Роговского, второе — катушкой Четтека. Сигнал с обмотки пояса Роговского без самоинтегрирования пропорционален производной искомого параметра и потому перед применением должен быть проинтегрирован и усилен. Обмотки датчиков могут быть намотаны непосредственно на магнитопровод, например, тороидальной формы. Или же обмотки могут быть уложены на гильзу из немагнитного материала, помещаемую в окно магнитопровода, например, катушки прямоугольной формы без сердечника, плотно вставляемые в окна магнитопроводов Ш-образной или П-образной форм. При этом витки обмоток датчиков уложены перпендикулярно виткам обмоток трансформатора. Недостаток способа заключается в необходимости использования чувствительных усилителей малых пиковых напряжений на выходах пояса Роговского или катушки Четтека.

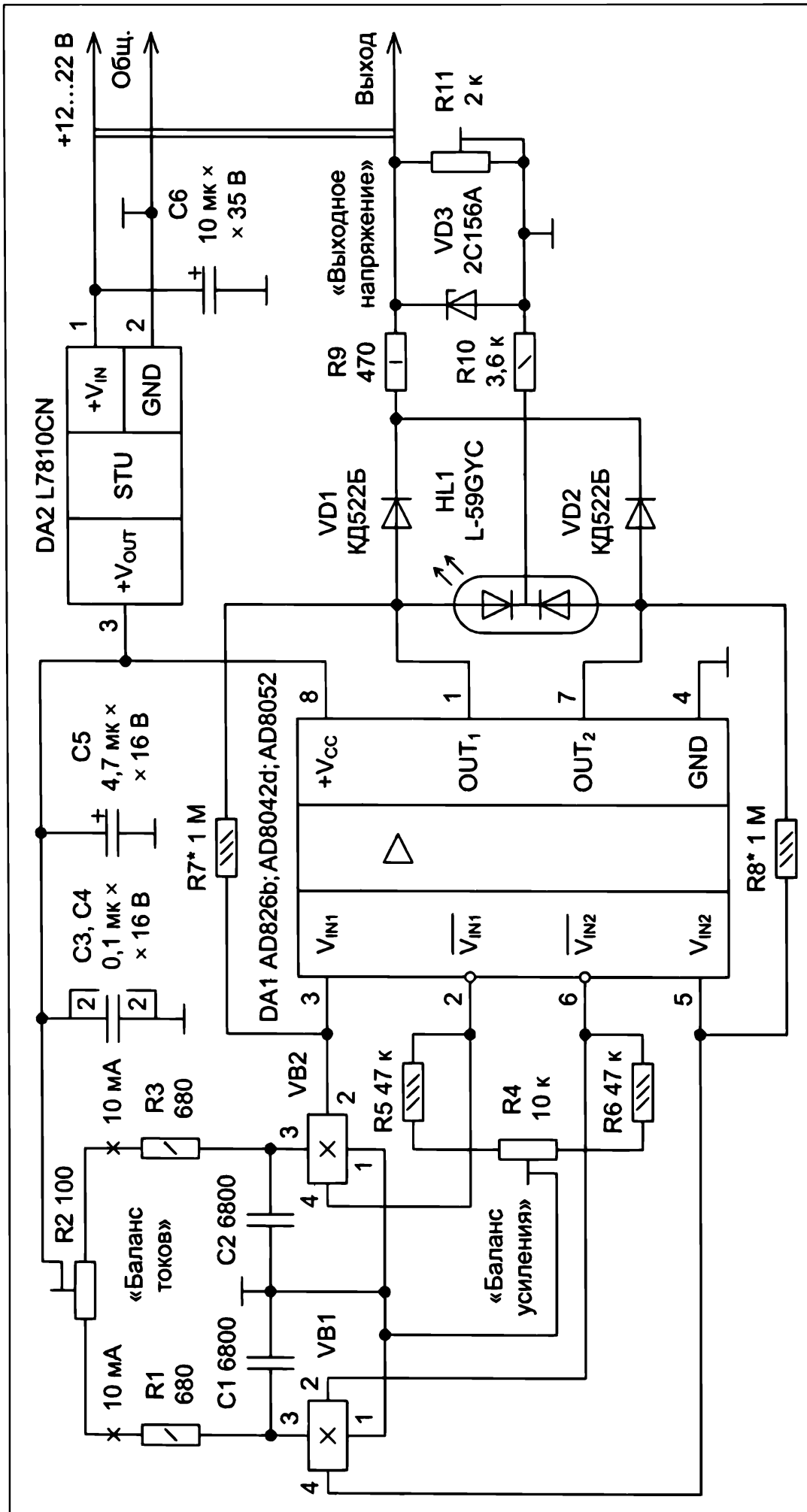


Рис. 4.3. Датчик намагниченности на эффекте Холла для двухтактного преобразователя

Применение магнитных систем с отщеплением части магнитного потока объединяет устройства, измеряющие напряженность поля в зазоре концентратора, в который отведена доля магнитного потока, и системы, измеряющие поток во вспомогательной магнитной системе, полученной из материала основного или внешнего магнитопровода. В первом варианте в зазор концентратора устанавливают компонент, чувствительный к магнитному полю, например, датчик Холла, магниторезистор. Во втором варианте активный контроль тока намагничивания может быть реализован с помощью отверстия И. В. Фомина. При этом в 1–3 мм от края магнитопровода (например, тороидальной формы) импульсного трансформатора сверлят отверстие, через которое пропускают провод, представляющий собой первичную обмотку трансформатора тока, а на его вторичной обмотке, нагруженной на низкоомный резистор (сопротивлением 27 Ом), присутствуют импульсы напряжения, пропорциональные току намагничивания. Их форма может быть примерно такой, как представлена на рис. 4.4 (пиковое значение — 6 В, частота равна 74 кГц).

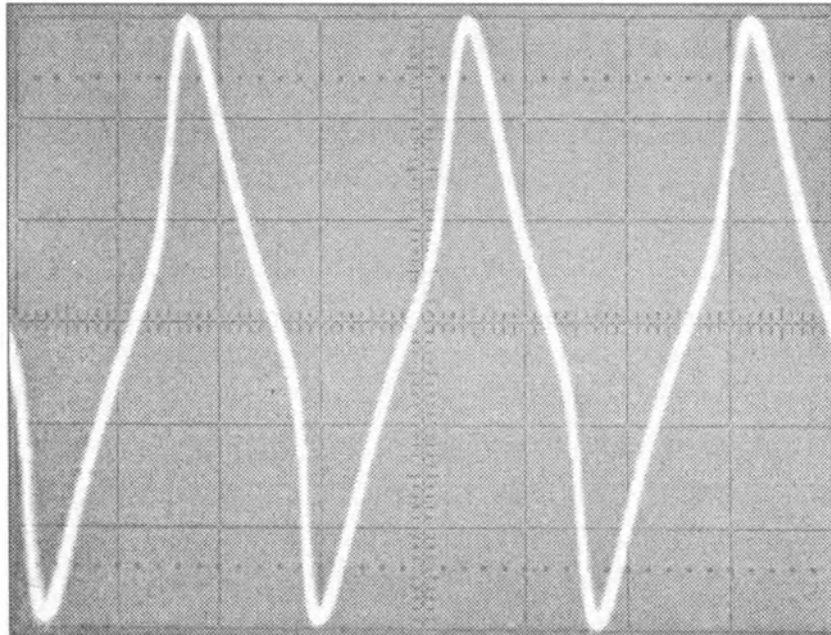


Рис. 4.4. Форма тока намагничивания, выявленного при применении отверстия И. В. Фомина

Отверстие в феррите выполняют в воде твердосплавным сверлом или стоматологическим буром. При выходе сверла из материала надавливание на него должно быть минимальным, поскольку в этой стадии работ феррит может быть легко разломан.

При возникновении трудностей в выполнении отверстия с той же целью можно задействовать третий вариант: вспомогательную магнитную систему, предложенную В. Я. Володиным. Такую “внешнюю” систему можно реализовать, взяв U-образный магнитопровод и намотав на нем обмотку датчика, подключенную к низкоомному резистору. Затем полученную миниатюрную катушку можно приклеить к магнитопроводу силового импульсного трансформатора (например, Ш-образной формы). Во время работы устройства на резисторе будут присутствовать импульсы напряжения, пропорциональные намагниченности силового импульсного трансформатора. Осциллограмма импульсов напряжения, пропорциональных току намагничивания, показана на рис. 4.5.

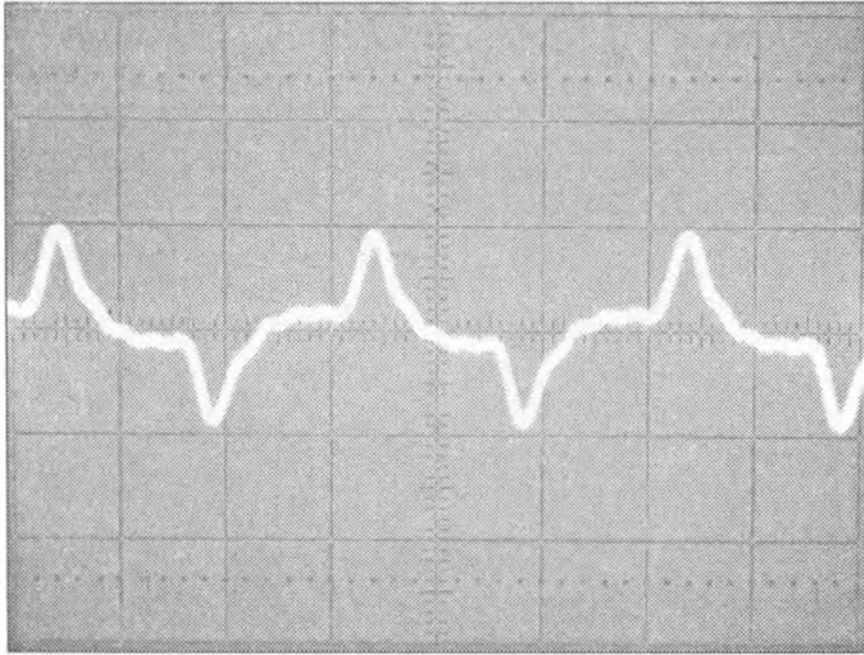


Рис. 4.5. Форма тока намагничивания, обнаруженная при применении магнитной системы В. Я. Володина и напряжении питания преобразователя 10 В

Эти импульсы напряжения падают на резисторе сопротивлением 27 Ом, который подключен к выводам обмотки внешней магнитной системы В. Я. Володина индуктивностью 750 мкГн при отсутствии нагрузки полумостового двухтактного преобразователя. Индуктивность первичной обмотки силового импульсного трансформатора составляет 33 мкГн, а частота следования импульсов равна 34,0 кГц. Параметры частоты и скважности импульсов фиксированы, причем скважность максимальна.

В каждой клетке по вертикали — 100 мВ, а по горизонтали — 10 мкс. Если, не меняя условий эксперимента, увеличивать напряжение питания преобразователя, то пропорциональные току намагничивания пики импульсов, выявленные способом В. Я. Володина, станут возрастать, что показано на рис. 4.6 и рис. 4.7.

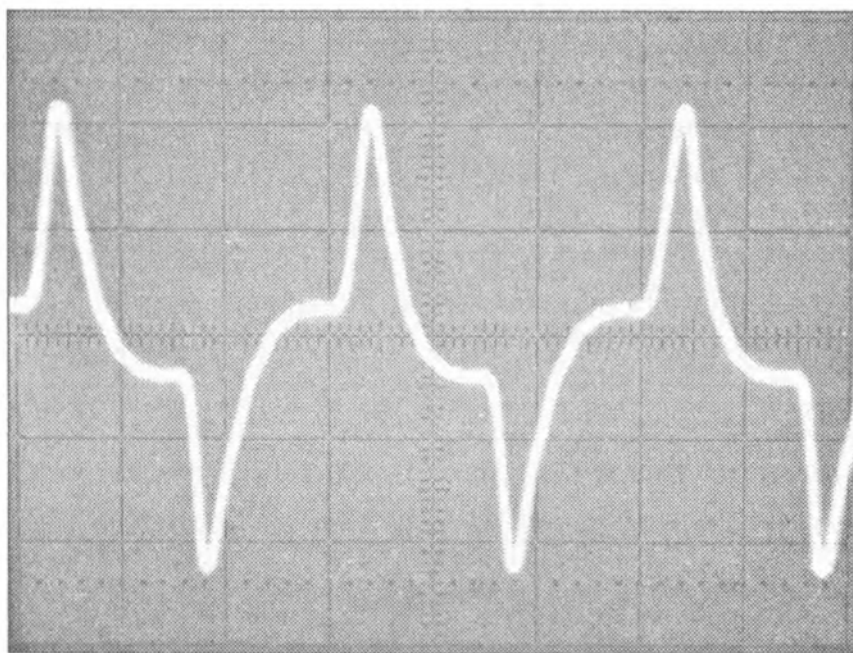


Рис. 4.6. Форма тока намагничивания при напряжении питания полумостового преобразователя 25 В

Преимущества способа В. Я. Володина относительно способа И. В. Фомина заключаются в полном использовании сечения магнитопровода силового транс-

форматора и отсутствии сверловочных работ, а недостаток состоит в худшей помехоустойчивости.

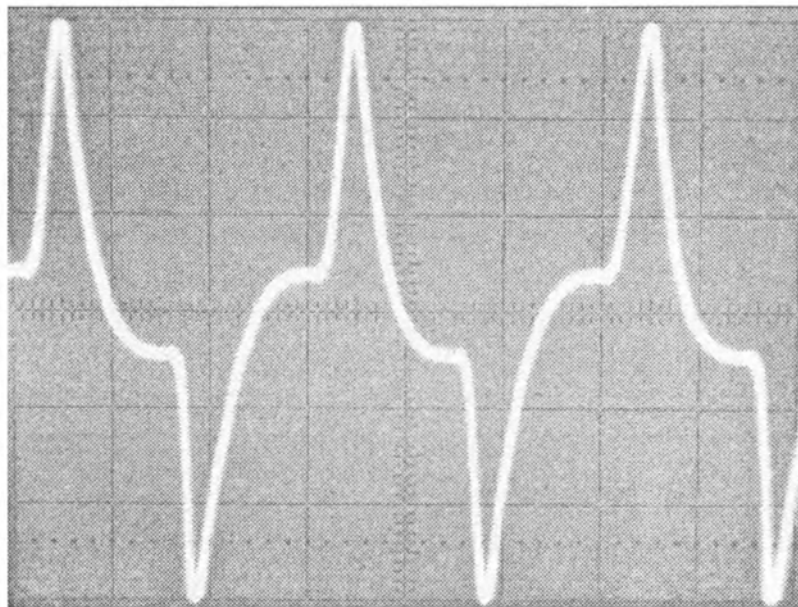


Рис. 4.7. Форма тока намагничивания при напряжении питания полумостового преобразователя 50 В

Автор книги применял еще один вариант датчика, основанный на совмещении способов И. В. Фомина и уважаемого В. Я. Володина, позволяющий получить более высокое выходное пиковое напряжение. Изолированный провод обмотки датчика сворачивают в спираль с небольшим шагом между витками (например, намотав на цилиндрической болванке, которую затем извлекают), получая катушку без сердечника. Затем спираль оборачивают (ортогонально основным обмоткам, не заводя в окно магнитопровода) внешнюю поверхность ферритового кольца. Потом спираль закрепляют и промазывают густой самодельной пастой, содержащей эпоксидный компаунд и ферритовый порошок, так, чтобы ферромагнитный клей со всех сторон (в том числе изнутри) покрывал спираль без воздушных промежутков. После высыхания клея датчик можно использовать, намотав обмотки поверх магнитопровода и спирали.

Достоинства описанного варианта датчика заключаются в немалом выходном напряжении, в хорошей помехоустойчивости (поскольку обмотка скрыта под экранирующим клеем), высокой технологичности. В данном варианте основной магнитопровод не нужно ни сверлить, как по способу И. В. Фомина, ни колотить и точить магнитопровод внешней магнитной цепи по способу В. Я. Володина. Недостаток связан со слабой прогнозируемостью практических параметров датчика по сравнению с результатами расчетов, а также — с зависимостью от состава клея и его нанесения.

4.1.5. Выявление тока намагничивания с помощью системы, в которую частично отклонен магнитный поток

Для экспериментального подтверждения эффективности функционирования системы, контролирующей и ограничивающей ток намагничивания трансформатора, был собран макет стабилизированного электропитающего устройства с push-pull-преобразователем, принципиальная схема которого представлена на рис. 4.8, а фотографии конструкции — на рис. 4.9 и рис. 4.10.

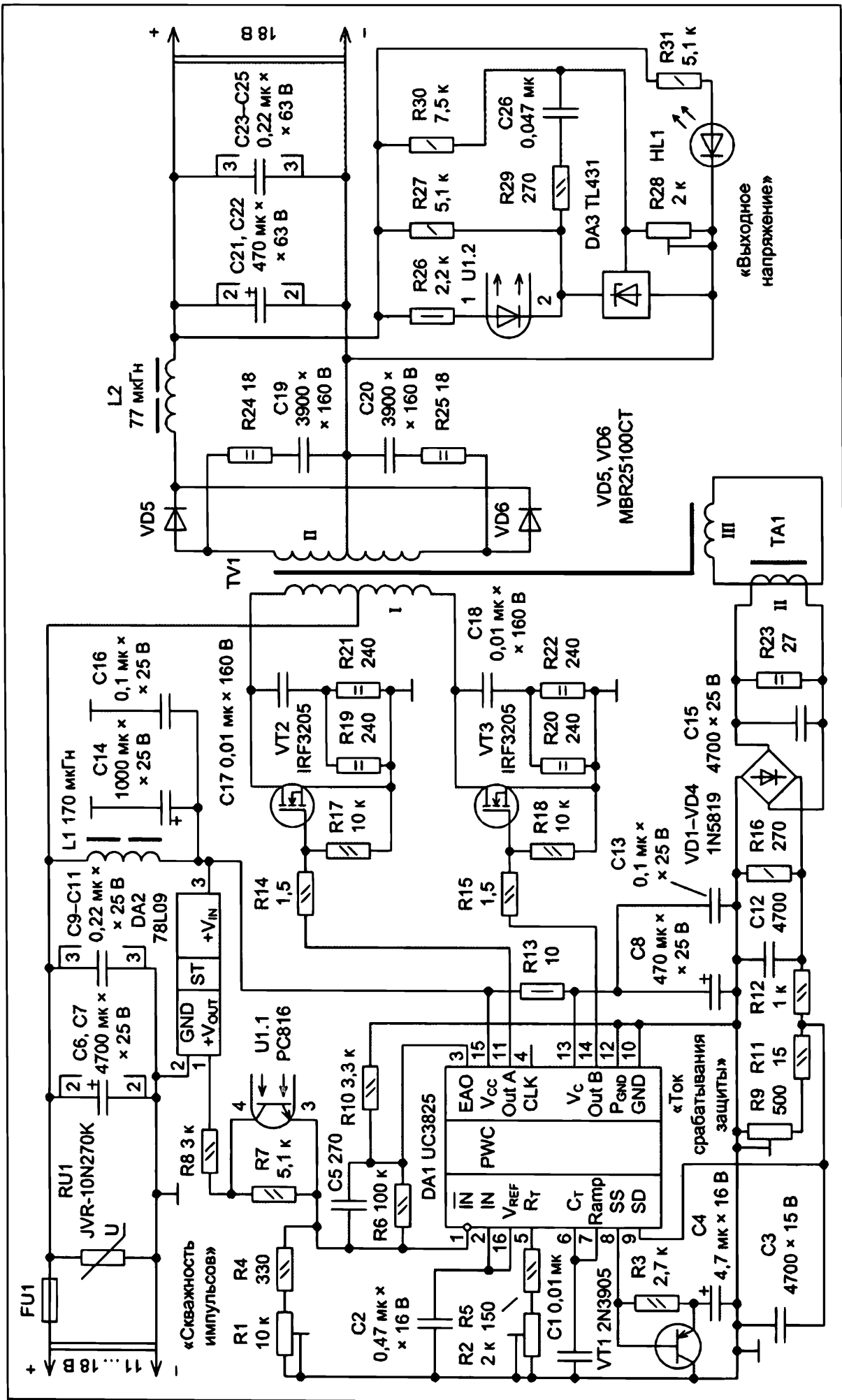


Рис. 4.8. Схема источника электропитания с контролем тока намагничивания способом И. В. Фомина

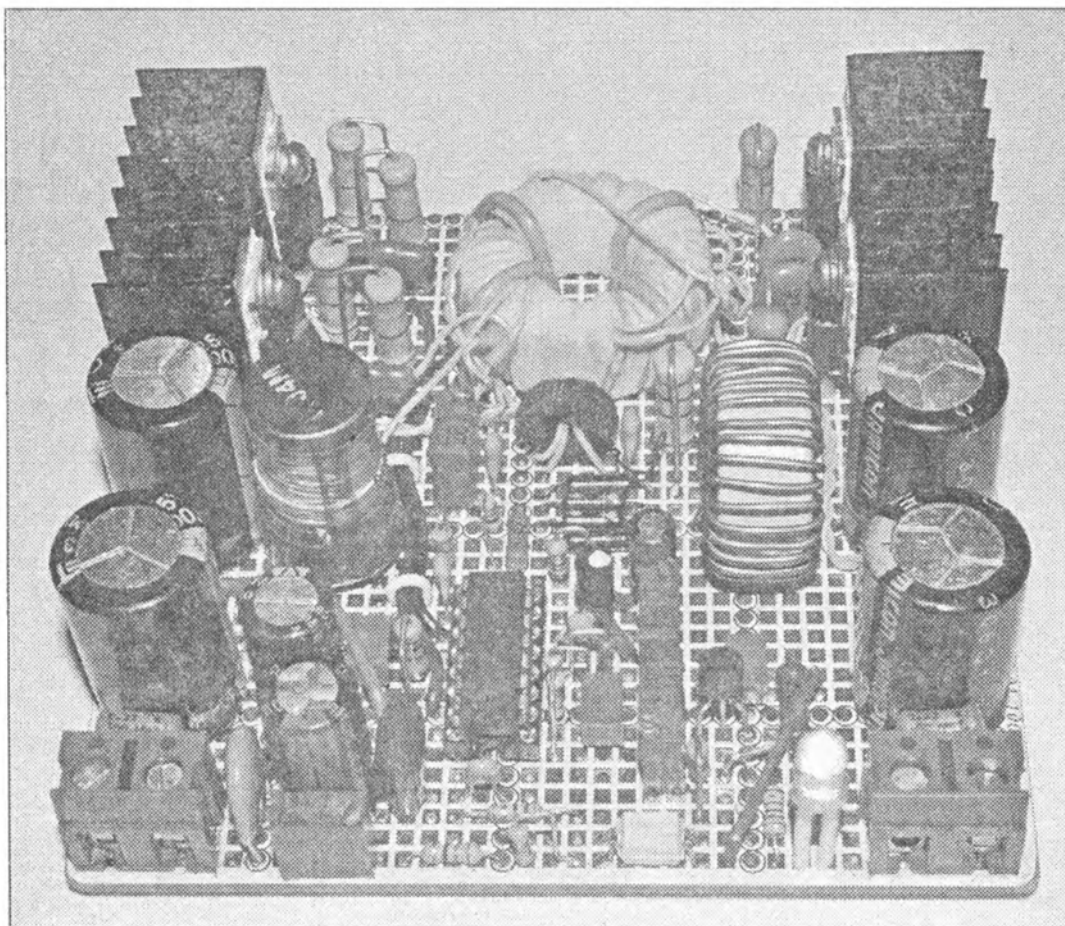


Рис. 4.9. Фронтальный вид конструкции

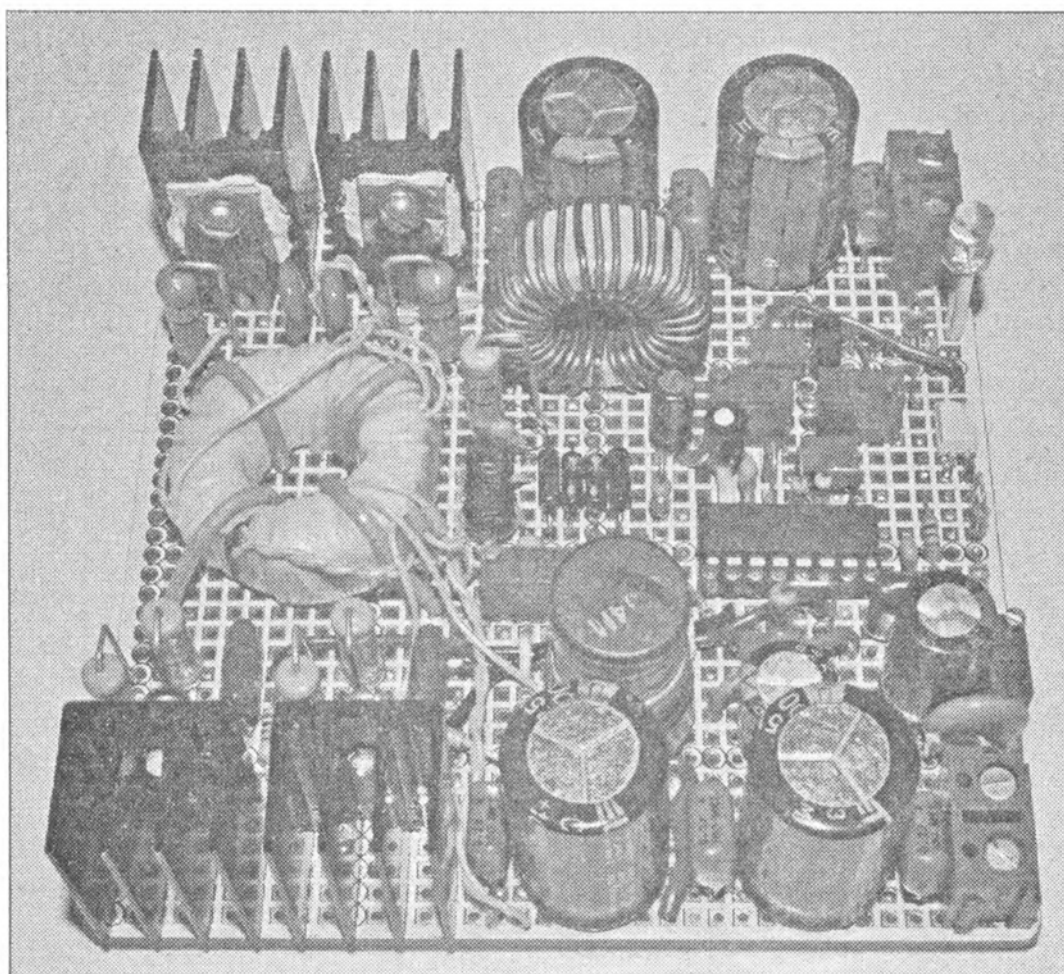


Рис. 4.10. Латеральный вид конструкции

Источник электропитания предназначен для подключения к сети постоянного тока с напряжением 11..18 В. При этом он подводит к нагрузке постоянное напряжение 18 В при выходном токе до 6 А.

Трансформатор TV1 выполнен на тороидальном сердечнике типоразмером $K28 \times 16 \times 9$ из феррита M2000HM-17. Первичная обмотка содержит $9 + 9$ витков провода, а вторичная обмотка — $20 + 20$ витков. В кольце на расстоянии 3 мм от внешнего края под углом 45° было просверлено сквозное отверстие диаметром 1 мм, через которое пронизан один виток провода обмотки III. От сечения магнитопровода, по которому циркулирует основной магнитный поток, отщеплена небольшая часть в зону датчика тока намагничивания, который оказывает несущественное влияние на параметры трансформатора. Фотография отверстия И. В. Фомина в феррите магнитопровода с продетым витком провода дана на рис. 4.11.

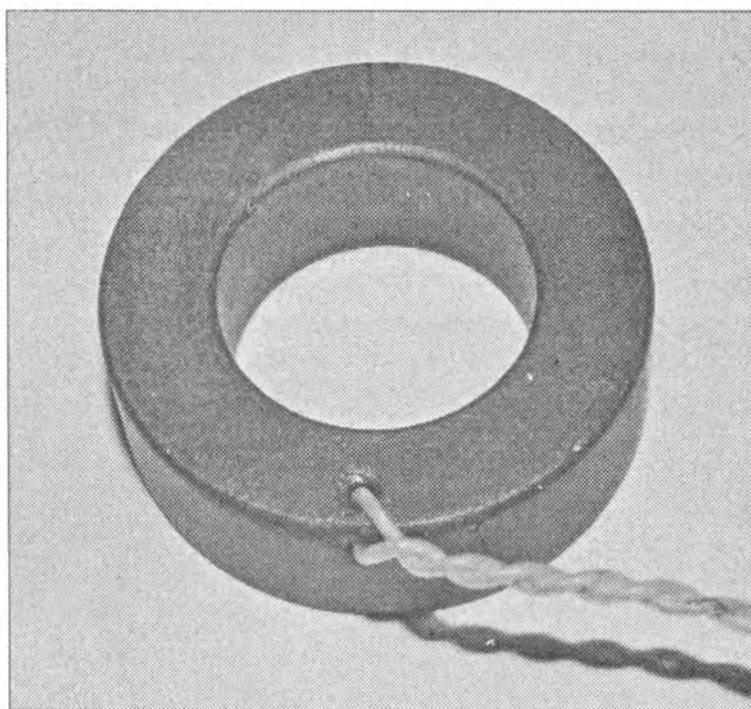


Рис. 4.11. Часть датчика тока намагничивания способом И. В. Фомина

Для сравнения к аналогичному кольцу была приклеена вспомогательная магнитная система В. Я. Володина, показанная на рис. 4.12 (нашлепка великовата и в данном случае ее габариты продиктованы дидактическими целями).

Обмотка вспомогательной магнитной системы В. Я. Володина, навитая на U-образном ферритовом магнитопроводе, содержала 60 витков провода ПЭВ-2 диаметром по меди 0,35 мм. Вспомогательный магнитопровод должен обладать большей индукцией насыщения, чем основной, чтобы не войти в насыщение прежде него. Небольшое пиковое напряжение на выходе датчика было усилено каскадом с одним транзистором до фильтрации и подачи на вход SD контроллера.

Трансформатор тока ТА1 выполнен на ферритовом кольце типоразмером $K10 \times 6 \times 3$ из феррита M4000HM. Первичная обмотка представляет собой один виток провода обмотки III трансформатора TV1, продетый сквозь окно. Вторичная обмотка содержит 200 витков и уложена проводом ПЭЛШО диаметром 0,15 мм, произведенного по ГОСТ 6324-52.

Дроссель L1 был применен готовый, а дроссель L2, обмотка которого имеет 33 витка, выполнен самостоятельно на магнитопроводе из распыленного железа Т90-26 и габаритными размерами $22,9 \times 14,0 \times 9,53$ мм.

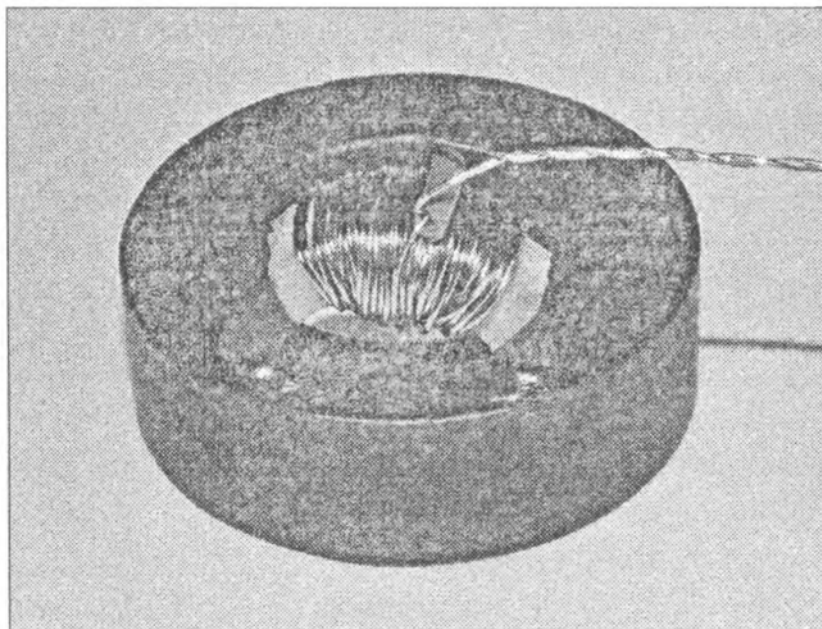


Рис. 4.12. Часть датчика тока намагничивания способом В. Я. Володина

Форма тока намагничивания магнитопровода трансформатора TV1, пока частная петля гистерезиса много меньше предельной петли, похожа на синусоиду и изображена на рис. 4.13 (в одной клетке по вертикали 0,2 В).

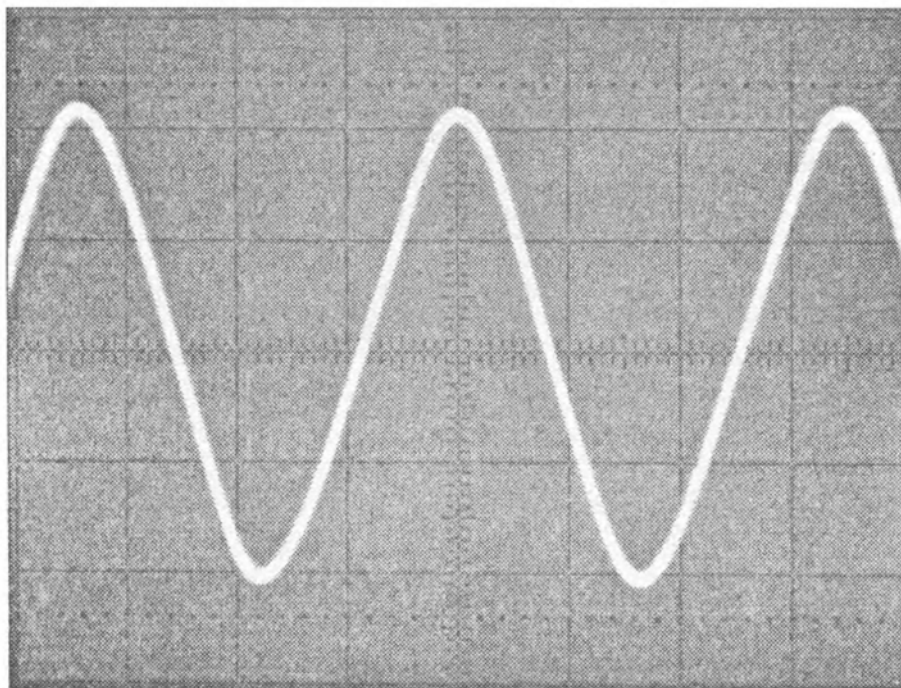


Рис. 4.13. Форма тока намагничивания, когда сердечник далек от насыщения, обнаруженная способом И. В. Фомина

При приближении материала магнитопровода трансформатора TV1 к области парапроцессов форма тока намагничивания приобретает форму колокола, показанную на рис. 4.14 (в каждой клетке по вертикали 2 В).

Когда автор понизил частоту и выставил порог ограничения тока намагничивания так, что магнитопровод пребывал в неглубоком насыщении, резко возросла температура нагрева магнитопровода, он значительно вибрировал на высокой частоте, а затем феррит лопнул. Ограничение петли гистерезиса на границе насыщения магнитопровода, с одной стороны, позволяет минимизировать его массогабаритные характеристики, а, с другой стороны, флюктуации порога ограничения то-

ка намагничивания способны опосредованно стать причиной разрушения магнитопровода (например, у Ш-образного магнитопровода может быть раскрыт керн).

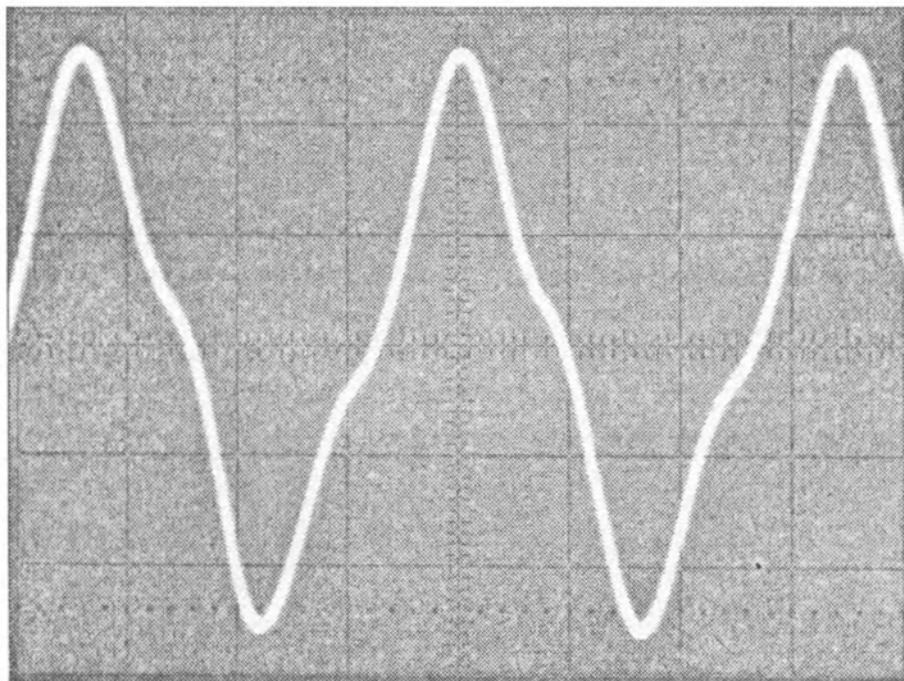


Рис. 4.14. Форма тока намагничивания, когда сердечник близок к насыщению, выявленная способом И. В. Фомина

Для тестирования защитного действия системы, контролирующей и регулирующей ток намагничивания, был поставлен эксперимент. Его суть заключалась в проверке работы устройства при номинальной нагрузке и наличии существенного подмагничивания сердечника трансформатора TV1 в случае отсоединения одного из диодов выходного выпрямителя (VD5 или VD6). Благодаря системе защиты, ток намагничивания первичной обмотки трансформатора был ограничен, и компоненты не выходили из строя.

При конструировании аналогичного электропитающего устройства с большей выходной мощностью необходимо обратить внимание, что даже лучшие экземпляры транзисторов в корпусе ТО-220 (а транзисторы IRF3205 производят как раз в этом корпусе) не способны пропускать через выводы исток-сток среднеквадратический ток, превосходящий примерно 35 ± 5 А. При большем среднеквадратическом токе разогреваются выводы внутри корпуса транзистора, что ведет к интенсивной деградации и тепловому разрушению кристалла или даже к расплавлению выводов.

4.1.6. Двухтактный импульсный источник электропитания с системой контроля и регулирования тока намагничивания

Предложенное устройство подключают к сети постоянного тока. ИИП вырабатывает двуполярное выходное напряжение и обеспечивает гальваническую развязку выходных и входных цепей. Он обладает функцией защиты от насыщения трансформатора при превышении намагничивающим током установленного лимита, обеспечивает стабилизацию выходного напряжения посредством широтно-импульсного регулирования. Принципиальная схема электропитающего устройства изображена на рис. 4.15.

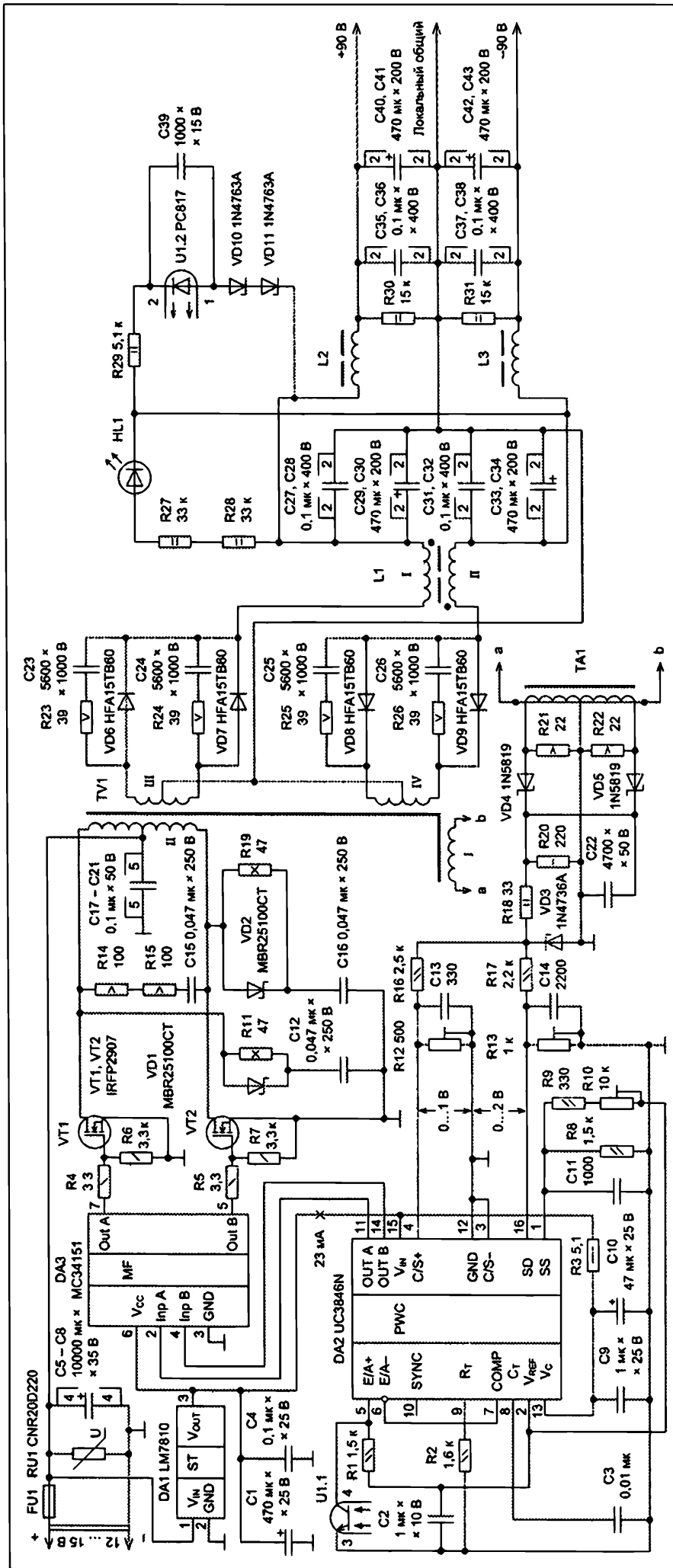


Рис. 4.15. Импульсный источник электропитания с контролем и регулированием тока намагничивания

Постоянное напряжение питающей сети должно составлять 12..15 В, номинальное постоянное выходное напряжение устройства – 90 + 90 В (нетиповое), максимальный ток нагрузки — до 11 А включительно, а частота преобразования равна 50 кГц.

Варистор RU1 предназначен для защиты входных цепей ИИП от перенапряжений. Конденсаторы входного фильтра C5–C8 и C17–C21 должны обладать низкими параметрами внутреннего сопротивления и паразитной индуктивности. Конденсаторы C1 и C4 образуют фильтр питания задающего генератора на ИМС DA2 и драйвера DA3, а их напряжение питания стабилизировано микросхемой DA1.

Сопротивление резистора R2 и емкость конденсатора C3 задают частоту преобразования электроэнергии. Кроме того, емкость конденсатора C3 определяет минимальную длительность паузы на нулевом уровне двухтактной последовательности импульсов, формируемой задающим генератором. Компоненты C39, R1, R29, U1, VD10 и VD11 позволяют стабилизировать выходное напряжение электропитающего устройства. Резистор R1 и фототранзистор оптрона U1.1 образуют делитель постоянного напряжения, приложенного между общим проводом и неинвертирующим входом усилителя сигнала ошибки в контроллере DA2. Напряжение питания оконечного каскада микросхемы DA2 на выводе 13 фильтрует пассивный Г-образный фильтр, собранный на компонентах C9, C10 и R3. Керамический конденсатор C9 шунтирует алюминиевый электролитический конденсатор C10 по высокой частоте. Драйвер DA3 нагружен на ключевые транзисторы VT1 и VT2 мощного push-pull-преобразователя. Если увеличить частоту до 150 кГц, то сила тока, протекающего по затвору каждого из транзисторов VT1 и VT2 марки IRFP2907 с типовой емкостью затвор-исток в 13 нФ при $U_{зи} = 0$ В, $U_{си} = 25$ В, не превысит 220 мА. На частоте 100 кГц ток затворов любого из этих ключевых транзисторов не должен превышать 147 мА. Диссипативные RCD-цепи C12, R11, VD1 и C16, R19, VD2 – демпфирующие.

Компоненты C15, R14 и R15 подавляют паразитные колебания напряжения между крайними выводами обмотки II импульсного трансформатора TV1. В феррите магнитопровода этого трансформатора просверлено отверстие для контроля тока намагничивания способом И. В. Фомина. Один виток обмотки I компонента TV1 один раз пропущен через окно трансформатора тока TA1, формируя одновитковую первичную обмотку последнего. Вторичная обмотка трансформатора тока TA1 нагружена на резисторы R21 и R22. Падающие на них импульсы напряжения поступают на пиковый детектор, образованный диодами Шоттки VD4 и VD5, резистором R20 и конденсатором C22. Импульсы напряжения с выхода пикового детектора заведены на две цепи обратной связи, у которых различны постоянные времени Г-образных фильтров C13, R12, R16 и C14, R13, R17. Регулировкой подстроечных резисторов R12 и R13 устанавливают пороги лимита тока намагничивания и запрета подачи импульсов на нагрузку задающего генератора.

Резистор R18 и стабилитрон VD3 ограничивают пики импульсов напряжения, предотвращая выход из строя входных цепей контроллера DA2 при токовой перегрузке нагрузки. Вторичные обмотки III и IV трансформатора TV1 нагружены на диоды VD6–VD9 двухполупериодных выпрямителей со средними точками, к которым подключен сглаживающий фильтр, собранный на компонентах C27–C38, C40–C43, L1–L3.

Демпфирующие цепи C23 и R23, C24 и R24, C25 и R25, C26 и R26 подавляют паразитные колебательные процессы на включенных параллельно с ними диодах VD6–VD9. Индикацию включенного состояния устройства выполняет светодиод HL1, ток через который ограничивают резисторы R27 и R28.

4.2. Способы электрической защиты компонентов электропитающих устройств импульсного действия

4.2.1. Причина возникновения паразитных колебательных процессов

Резкое изменение тока в цепи, содержащей паразитный контур с емкостью и индуктивностью, вызывает затухающий колебательный процесс (рис. 4.16).

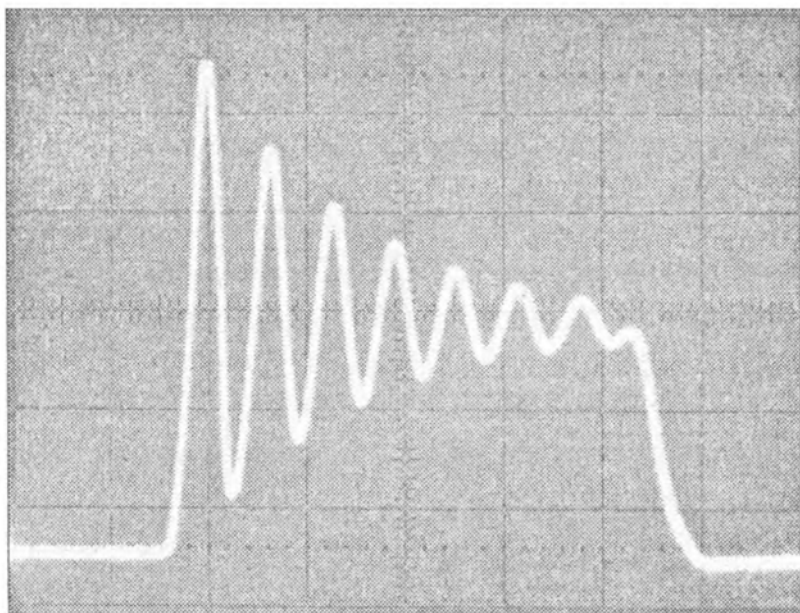


Рис. 4.16. Типичная осциллограмма паразитного колебания

Для того чтобы его подавить, необходимо уменьшить энергию ударного импульса, вызывающего колебания, снизить добротность паразитного контура, применить демпфирующую цепь. Например, в однотактном обратноточном преобразователе паразитные колебательные процессы могут иметь место при высокой скорости нарастания напряжений прямоугольных импульсов на выходе задающего генератора (рис. 4.17).

Осциллограмма недемпфированных паразитных колебаний, сопровождающих однополярные импульсы напряжения между выводами сток-исток МОП-транзистора обратноточного преобразователя, показана на рис. 4.18. Напряжения “всплесков” пропорциональны индуктивности рассеяния трансформатора.

Кроме снижения перенапряжений, которые могли бы привести к разрушению защищаемых компонентов, демпфирующие цепи используют для снижения импульсных мощностей, выделяемых в кристаллах транзисторов во время переключений, иногда исчисляемых киловаттами. Всякий транзистор обладает определенной максимальной величиной *single pulse avalanche energy*. Тепло, образованное в кристалле, не сразу достигает охладителя активного компонента.

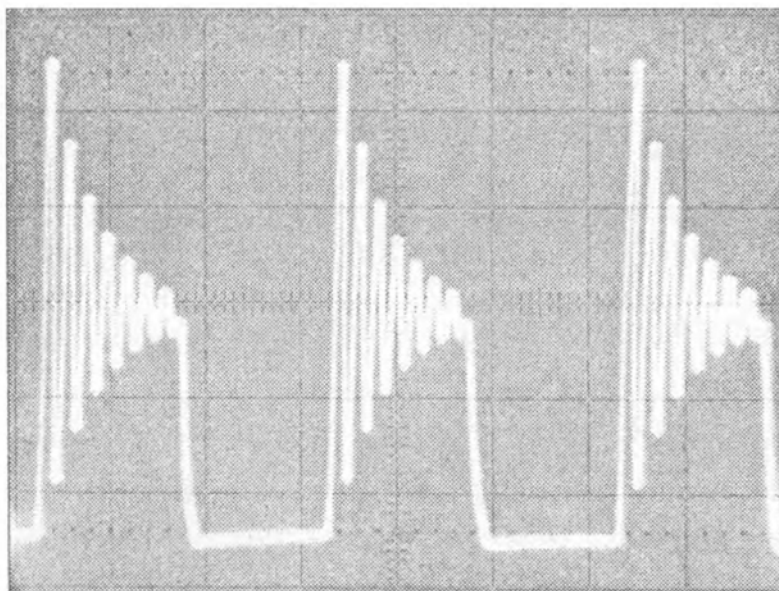


Рис. 4.17. Паразитный колебательный процесс на вершинах прямоугольных импульсов напряжения

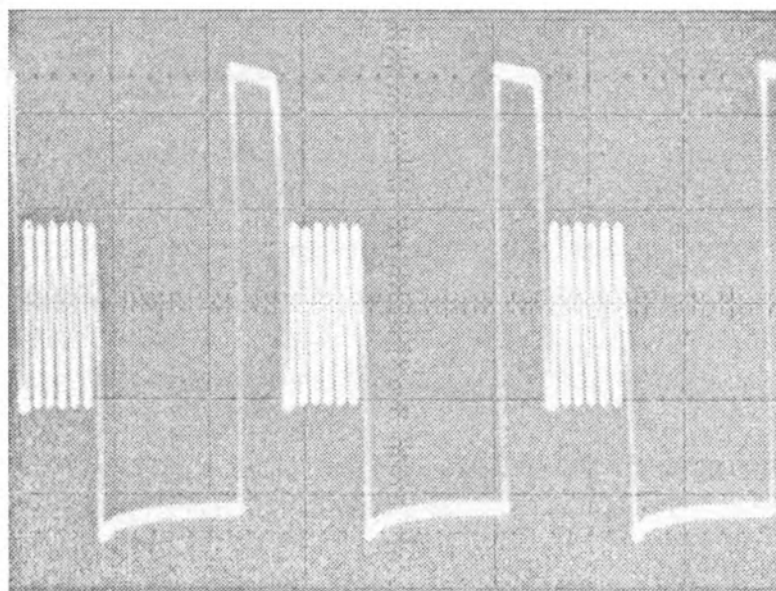


Рис. 4.18. Паразитный колебательный процесс в импульсах напряжения между стоком и истоком ключа

После определенного порога мгновенной мощности, выделяемой в кристалле, в нем начинают возникать локальные зоны перегрева, обуславливающие его интенсивную деградацию и спонтанный выход из строя. Конечно, длительности импульсов много больше длительностей переключений транзисторов, и, сократив время фронта, можно уменьшить импульсную энергию, выделяемую в кристалле. Однако в таком случае удержание ключевых транзисторов в области безопасной работы представляет существенные трудности при соблюдении заданной повторяемости параметров серийных изделий. Данные обстоятельства обосновывают применение демпфирующих цепей для снижения выделяемых в кристаллах импульсов энергии с целью увеличения надежности и повторяемости электропитающих устройств.

4.2.2. Диссипативные демпфирующие цепи

Для ограничения пиков импульсов напряжения параллельно защищаемому компоненту может быть включен варистор (рис. 4.19а).

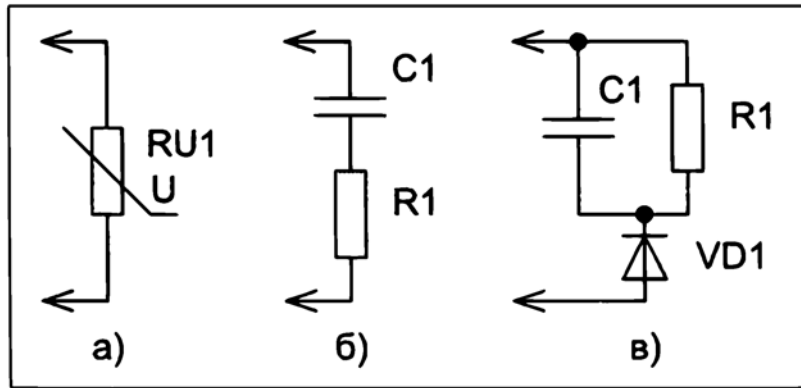


Рис. 4.19. Диссипативные демпфирующие цепи

Варистором называют компонент с симметричной ВАХ и нелинейным сопротивлением, уменьшаемым при увеличении приложенного напряжения выше некоторой величины. Варисторы не рассчитаны на долговременное поглощение энергии при ограничении.

Демпфирующие цепи уменьшают скорость нарастания напряжения, предотвращая возникновение аварийных режимов силовых компонентов, косвенно снижают паразитные излучения в радиочастотном диапазоне волн. Принцип действия диссипативных демпферов основан на внесении в паразитный контур потерь, благодаря которым расходуется энергия затухающих колебаний.

Простейшая диссипативная RC-цепь, подавляющая ударные колебания, состоит из двух последовательно соединенных пассивных безындукционных компонентов: конденсатора и резистора (см. рис. 4.19б). Такие RC-цепи можно включить параллельно выводам сток-исток или коллектор-эмиттер ключевых транзисторов преобразователя, каждой из обмоток импульсного трансформатора, выводам диодов выпрямителя и т.д.

Например, применив диссипативную RC-цепь, удалось подавить паразитный колебательный процесс, показанный на рис. 4.18. Полученный результат представлен на рис. 4.20.

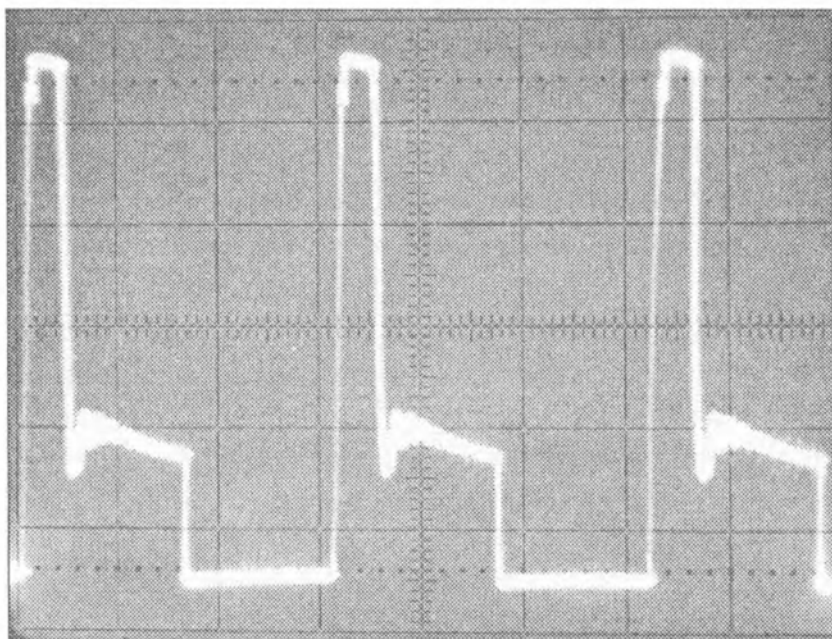


Рис. 4.20. Подавленные колебания в импульсах напряжения между выводами сток-исток ключа

Схема диссипативной RCD-цепи, которая обычно подсоединяется параллельно выводам сток-исток ключевых транзисторов преобразователей и защищает их

от выхода из строя, показана на рис. 4.19в. Диод VD1 в одну часть периода пропускает в прямом включении ток, протекающий по резистору R1 и конденсатору C1. В другую часть периода прямой ток по диоду VD1 не течет, и происходит разряд конденсатора C1 через резистор R1.

Общий недостаток диссипативных демпфирующих цепей заключается в рассеивании его компонентами энергии паразитных колебаний.

4.2.3. Использование рекуперативных демпфирующих цепей

Рекуперативные демпфирующие цепи перераспределяют энергию паразитных колебаний (например, возвращая ее в источник электропитания), благодаря чему малы потери энергии в компонентах устройства. Платой за высокий КПД является увеличение числа компонентов по сравнению с более простыми диссипативными демпфирующими цепями.

Принципиальная схема рекуперативной демпфирующей цепи для квазидвухтактного прямоходового преобразователя с двумя электронными ключами показана на рис. 4.21.

Дроссель L1 через обратно включенные диоды VD1–VD3 подсоединен к источнику питания преобразователя, а через компоненты C1, VD1 и конденсатор C2 — к первичной обмотке силового трансформатора. Постоянное напряжение питания преобразователя может находиться в диапазоне 275..311 В.

Транзисторы VT1 и VT2 могут быть марки IRG4PC50U, емкости конденсаторов C1 и C2 составлять 30 нФ, а конденсатора C3 — 680 пФ. Индуктивность дросселя L1 — 5 мкГн, сопротивление резистора R1 — 270 Ом. Индуктивность первичной обмотки трансформатора TV1 — 162 мГн.

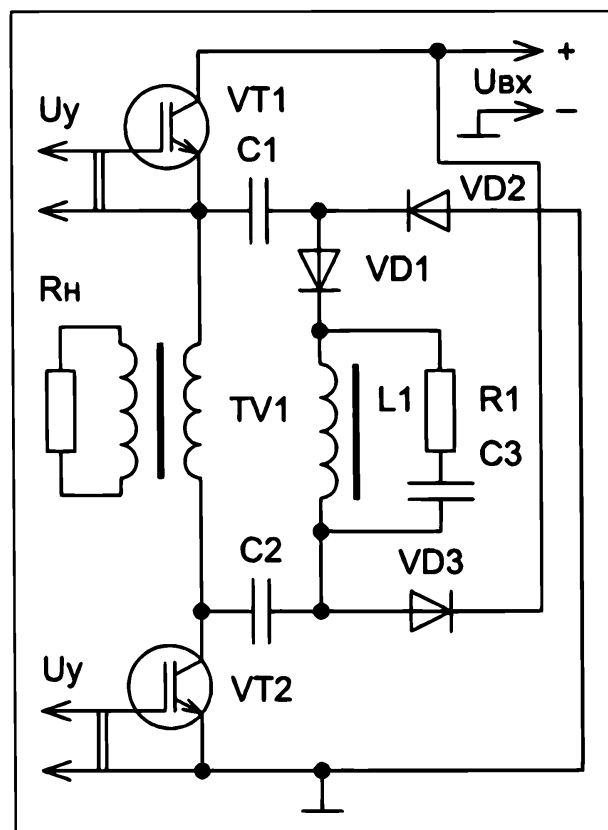


Рис. 4.21. Рекуперативный демпфер

При длительности импульса, открывающего ключевые транзисторы, в 12 мкс и периоде в 25 мкс по первичной обмотке трансформатора TV1 течет ток такой формы, как, по данным моделирования, показано на рис. 4.22.

Схема рекуперативного демпфера для квазидвухтактного преобразователя с двумя электронными ключами, обнародованная в патенте US4403269 “Non-dissipative snubber circuit apparatus” от 6 сентября 1983 года, дана на рис. 4.23. Автор патента — Лоренс Кэрролл (Lawrence B. Carroll).

При таких же данных, что и для предыдущего устройства, только для емкостей конденсаторов C1 и C2 по 22 нФ, автор получил импульсы тока первичной обмотки компонента TV1, показанные на рис. 4.24.

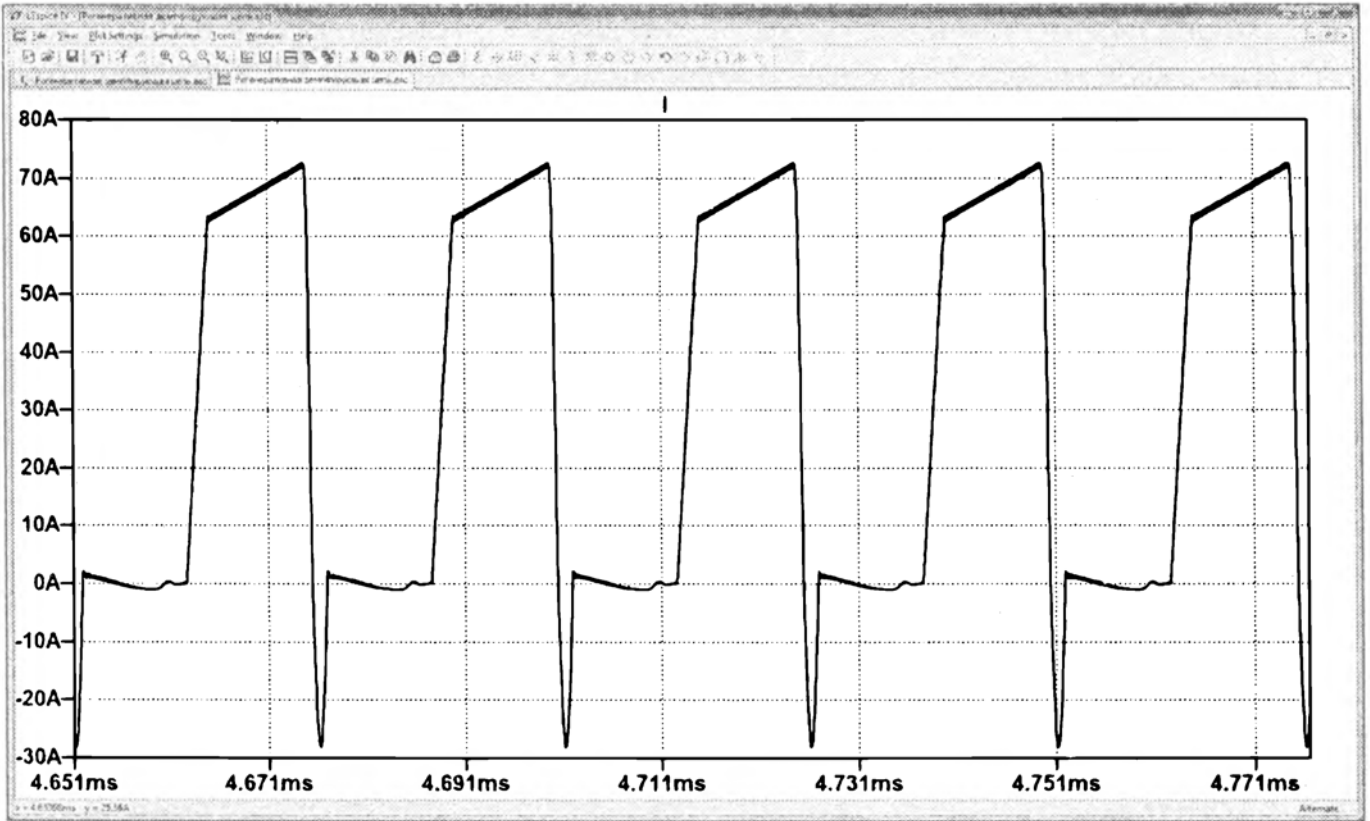


Рис. 4.22. Форма импульсов тока, текущего по первичной обмотке трансформатора TV1

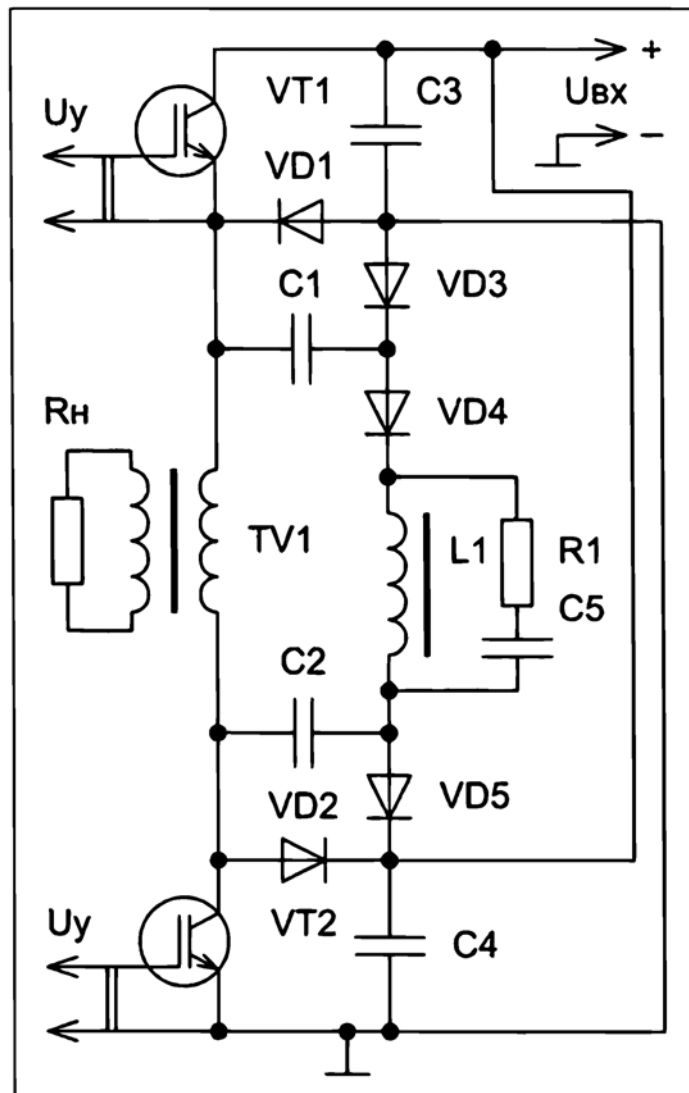


Рис. 4.23. Рекуперативная демпфирующая цепь

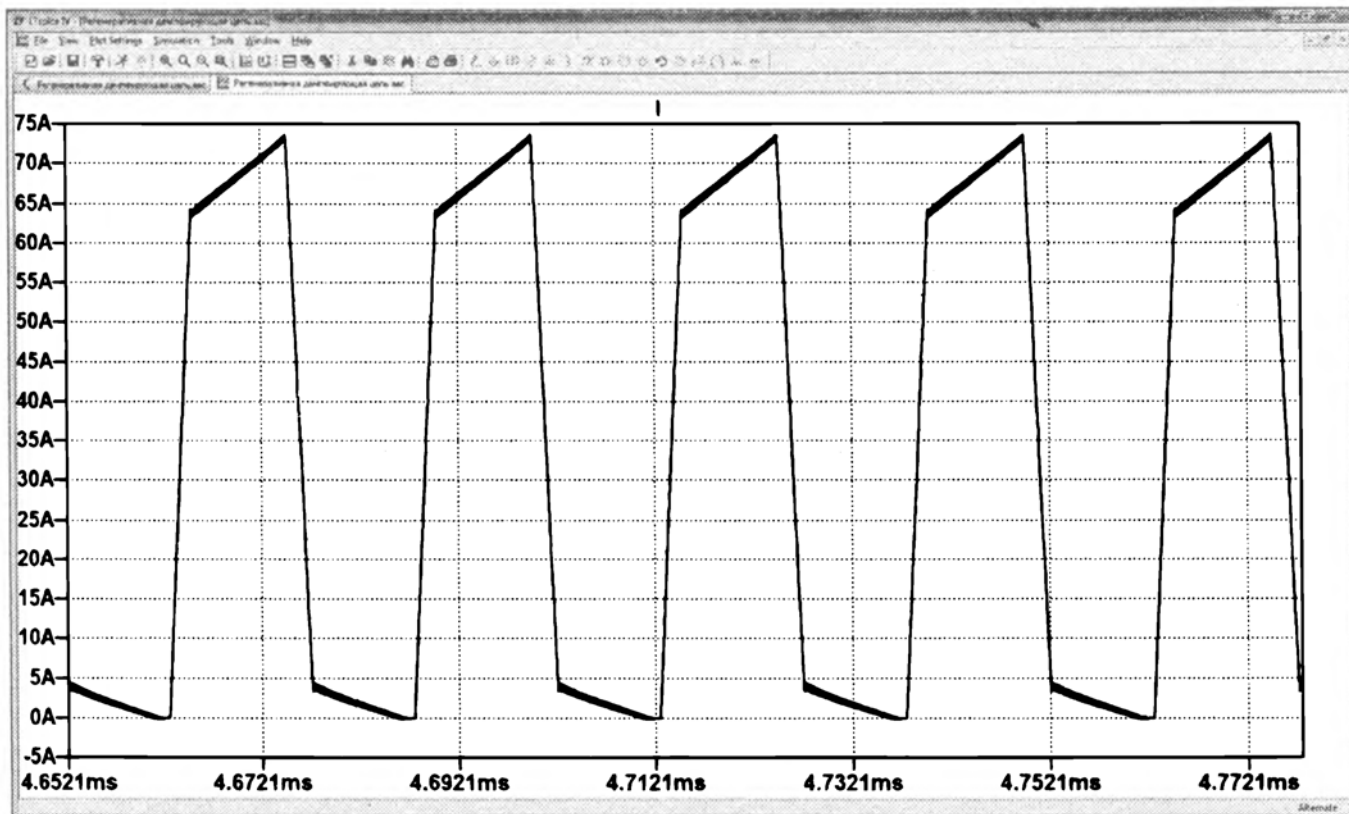


Рис. 4.24. Форма импульсов тока в первичной обмотке нагруженного силового трансформатора

4.2.4. Активные фиксаторы

Активным фиксатором (*active clamp*) принято называть цепь, реактивно рекуперирующую энергию, состоящую из конденсатора и транзистора, по которым течет ток во время закрытого состояния основного ключевого транзистора.

Принципиальная схема типичного активного фиксатора в однотактном прямоходовом преобразователе показана на рис. 4.25.

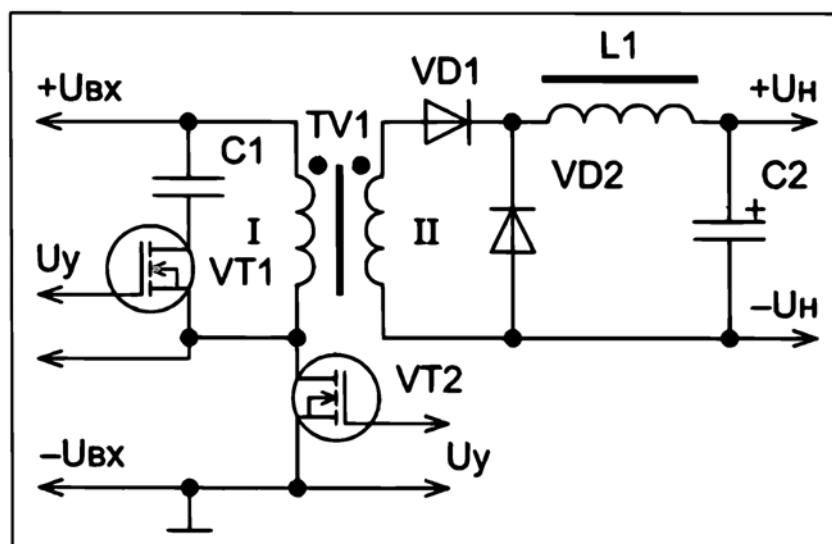


Рис. 4.25. Активный фиксатор с n-канальным разрядным транзистором

Благодаря активному фиксатору, ограничен фронт каждого импульса напряжения между выводами исток-сток ключевого транзистора VT2 преобразователя.

Во время прямого хода открыт транзистор VT2, транзистор VT1 закрыт, и работа устройства аналогична функционированию однотактного прямоходового преобразователя без фиксатора.

Во время обратного хода закрыт транзистор VT2, а транзистор VT1 должен быть открыт лишь после завершения короткой паузы, необходимой для предотвращения протекания сквозного тока. Через выводы сток-исток разрядного транзистора VT1 и конденсатор C1 протекает ток размагничивания трансформатора TV1.

Формула, описывающая регулировочную характеристику однотактного прямоходового преобразователя с активным фиксатором, такая же, как для указанного преобразователя без активного фиксатора (3.5). Емкость конденсатора C1 обычно находится в диапазоне 0,033..0,47 мкФ, а напряжение между обкладками конденсатора C1 в идеале равно [94, с. 269]:

$$U_{C1} = U_{вх} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}, \text{ В.} \quad (4.1)$$

Для упрощения устройства управления разрядным транзистором он может быть выбран с р-каналом и соединением стока с общим проводом, как показано на рис. 4.26.

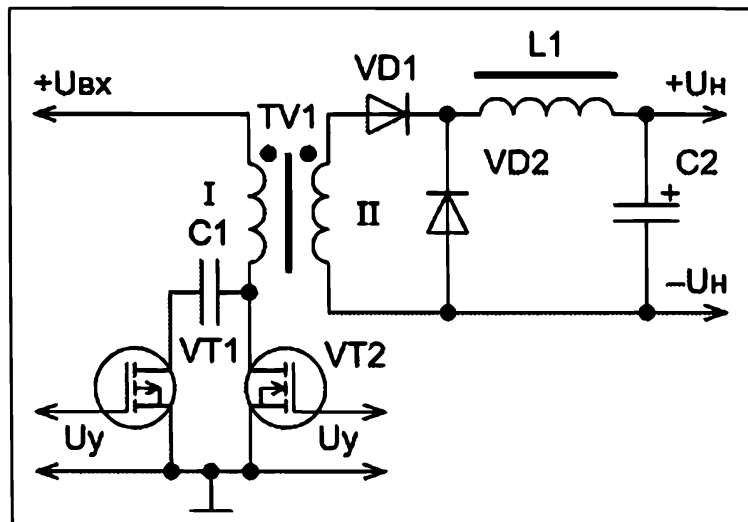


Рис. 4.26. Активный фиксатор с р-канальным разрядным транзистором

Для управления таким фиксатором можно использовать задающий генератор с контроллером LM5027.

В реальном преобразователе между выводами сток-исток транзисторов присутствуют емкости, а индуктивностью рассеяния обладает трансформатор TV1, по первичной обмотке которого протекают импульсы тока, инициирующие колебательный процесс. Благодаря колебательному процессу, преобразователь с активным фиксатором способен обеспечивать мягкое переключение, высокий КПД.

4.3. Системы управления зарядом и разрядом затворных емкостей электронных ключей

Одна из особенностей переключения МОП-транзисторов и БТИЗ, функционирующих в преобразователях ИИП, заключается в необходимости циклического перезаряда емкостей затвор-исток (или затвор-эмиттер) с высокой частотой. При этом входные сопротивления указанных компонентов обычно очень велики, и затворные емкости открытых транзисторов разряжаются медленно, по экспоненци-

альному закону. Если не предпринять мер по шунтированию входов электронных ключей во время интервала между импульсами, то они могут оставаться во включенном состоянии в течение всей длительности паузы или значительной ее части, что способно привести к выходу из строя деталей.

Процесс перехода силовых ключевых транзисторов импульсного преобразователя из отсечки в насыщение и из насыщения в отсечку должен происходить за определенные промежутки времени. Причем длительности фронта и спада управляющих импульсов должны быть приняты в соответствии со свойствами конкретной марки используемых транзисторов. Процессы переключения не должны быть ни чрезмерно медленными, ни слишком быстрыми. Для обеспечения требуемых длительностей коммутации целесообразно использовать системы управления переключениями транзисторов, три аналитические модели которых будут рассмотрены ниже.

Модель простейшей системы управления зарядом и разрядом емкости затвористок ключевого МОП-транзистора, а также полученная в результате симулирования теоретическая форма управляющих им прямоугольных импульсов напряжения, изображены на рис. 4.27.

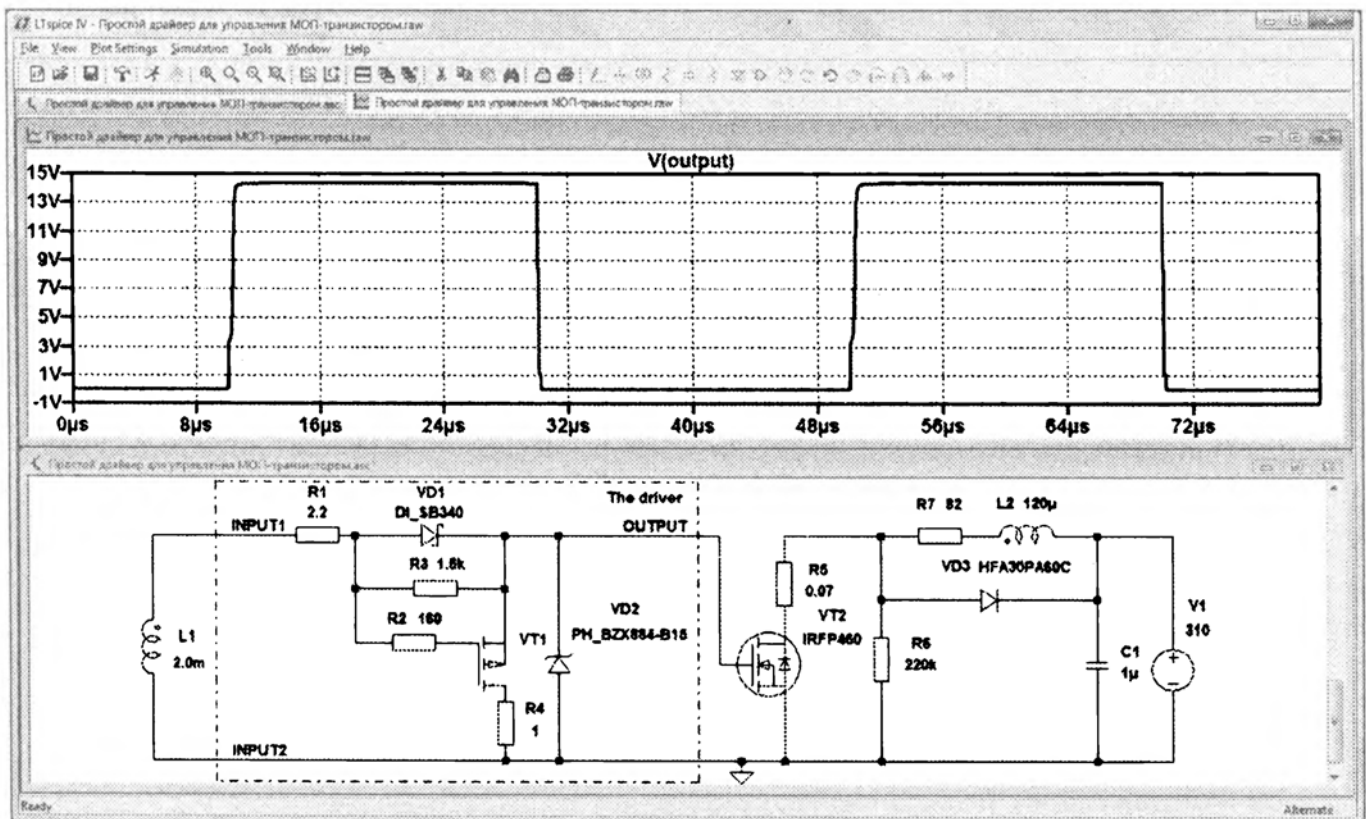


Рис. 4.27. Схема системы управления зарядом и разрядом затвора и форма импульсов управляющего напряжения

В качестве компонента VT1 была принята модель р-канального транзистора IRFR9024N. Приложенные между затвором и истоком прямоугольные импульсы напряжения не обладают смещением. Длительность фронта импульса напряжения при переключении силового транзистора VT2 зависит от параметров диода Шоттки VD1, генератора сигнала, резистора R1. Фронт тем длительнее, чем выше сопротивление резистора R1 (обычно оно лежит в диапазоне 1,5..10 Ом). Спад импульса напряжения затвор-исток транзистора VT2 зависит от сопротивления резистора R4 и сопротивления исток-сток открытого МОП-транзистора VT1. Типичное сопротивление резистора R4 составляет 1..3,3 Ом. Спад тем короче, чем ниже

сопротивление резистора R4, чем выше проводимость исток-сток открытого МОП-транзистора VT1.

Через резистор R2 течет ток перезаряда паразитной затворной емкости транзистора VT1. Для закрывания до этого момента открытого транзистора VT1 необходимо оперативно разрядить его паразитную емкость затвор-исток, что осуществляет резистор R3.

Стабилитрон VD2 ограничивает напряжение затвор-исток ключевого транзистора VT2 на уровне 15 В. Отпирающее напряжение порядка 12..15 В можно считать типичным для многих марок МОП-транзисторов, включаемых напряжением нелогического уровня. В нашем случае в установившемся режиме при нормальном функционировании устройства пиковое значение импульсов напряжения затвор-исток транзистора VT2 должно быть на 0,5..2 В ниже 15 В, чтобы с запасом не инициировать излишнюю нагрузку на оконечный каскад задающего генератора, диод VD1, стабилитрон VD2 и пр.

Ток заряда затворной емкости ключевого транзистора VT2 протекает по цепи от помеченного точкой вывода вторичной обмотки L1, что имеет трансформатор гальванической развязки, по резистору R1, диоду VD1, выводам затвор-исток VT2 к компоненту L1. Первичная обмотка трансформатора гальванической развязки подсоединена к оконечному каскаду усилителя мощности импульсов, вырабатываемых задающим генератором (на рисунке модели они не показаны). Разряд затворной емкости компонента VT2 происходит от его затвора, по выводам исток-сток транзистора VT1, резистору R4 к истоку транзистора VT2.

Полевой р-канальный транзистор VT1 можно взять марок FQB11P06, FQI11P06, IRFR9120N, IRFR9020, IRFU9120N, IRFU9024N, IRF9Z24L, IRF9Z24S или аналогичных; диод Шоттки VD1 — MBR360, SB360, SB380 или SB3100; одноанодный стабилитрон VD2 — 1N5352B, 1SMA5929B, BZX85C-15V, BZV85C-15V или ZY15.

Для надежного запираания БТИЗ, коммутация которых происходит в условиях интенсивных помех, целесообразно, чтобы управляющие прямоугольные импульсы напряжения были на несколько вольт ниже нулевого уровня. Причем отрицательное смещение должно быть несколько больше предполагаемого пикового напряжения помехи.

Модель системы, подобная рассмотренной выше, дополненная цепью отрицательного смещения управляющих импульсов, представлена на рис. 4.28.

Конденсатор C2 обеспечивает отрицательное смещение, благодаря чему импульсы напряжения, поступающие на выводы затвор-эмиттер БТИЗ VT3, обладают теоретической формой, показанной на рис. 4.29 (частота следования импульсов чуть выше 33 кГц).

Диод Шоттки VD1 выполняет сегрегацию импульсов положительной полярности. При включении устройства, пока конденсатор C1 разряжен и подобен замыканию цепи, резистор R4 ограничивает на безопасном уровне ток, протекающий по диоду VD1. В установившемся режиме ток, подзаряжающий конденсатор C2, протекает от обозначенного точкой вывода L1 по диоду VD1, резисторам R2 и R4, конденсатору C2 к непомяченному выводу обмотки L1. Отрицательное смещение, возникающее на обкладках конденсатора C2, ограничивает параметрический стабилизатор напряжения, собранный на токоограничивающем резисторе R3, опорном стабилитроне VD3 и умуощняющем транзисторе VT1.

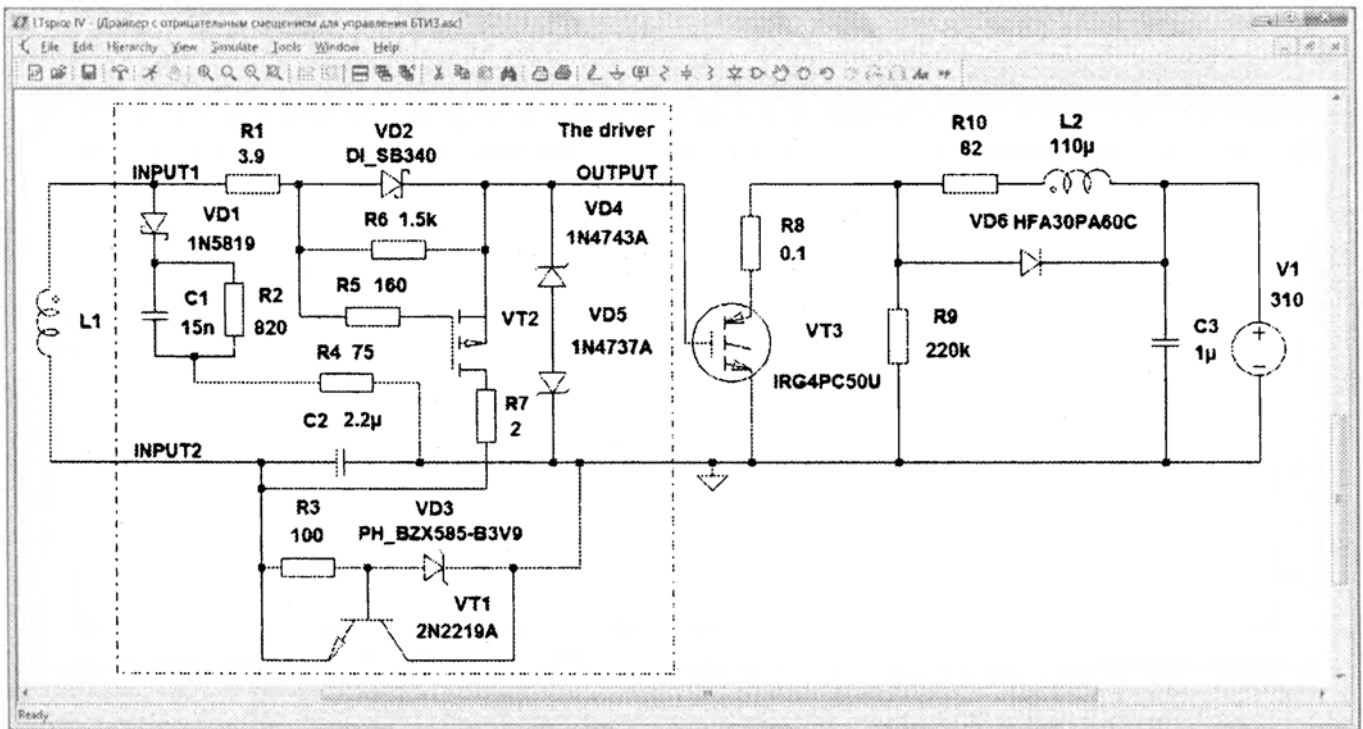


Рис. 4.28. Модель системы управления зарядом затвора с формированием отрицательного смещения

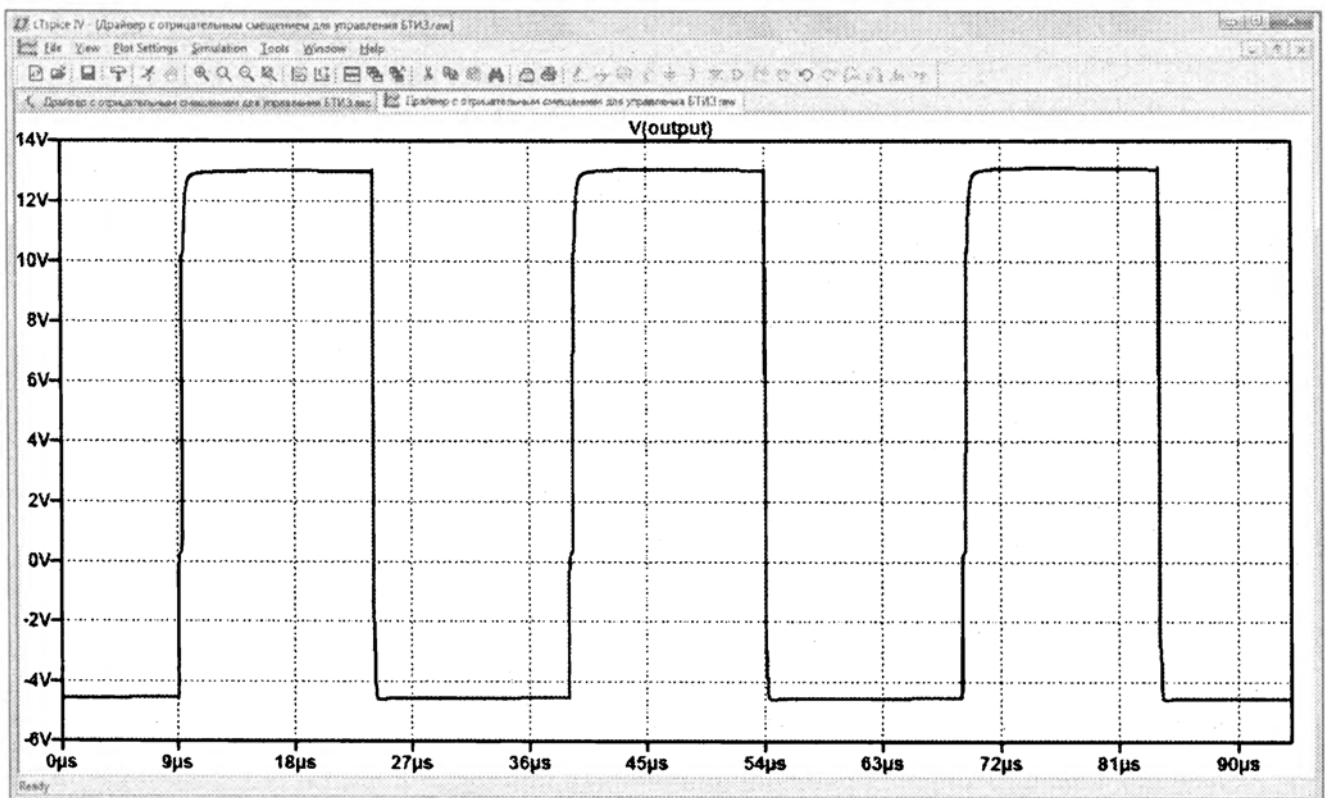


Рис. 4.29. Управляющие импульсы напряжения с отрицательным смещением

Ввиду того, что пики импульсов тока, протекающего по аналогу стабилитрона при малой длительности импульсов и большой выходной емкости нагрузки системы (до 22 нФ), могут достигать сотен миллиампер, идея ограничения напряжения стабилитроном, светодиодом или микросхемой, подобной TL431, была отклонена. В связи с наличием отрицательного смещения, ограничение напряжения между выводами затвор-эмиттер БТИЗ выполняют стабилитроны VD4 и VD5. Допустимо, чтобы напряжение электрического пробоя стабилитрона VD5 незначительно превышало напряжение смещения. Кроме того, вместо двух одноанодных стабилитронов VD4 и VD5 можно было использовать один двуханодный.

Ток заряда затворной емкости БТИЗ VT3 протекает по цепи от условно обозначенной точкой вывода обмотки L1 по резистору R1, диоду Шоттки VD2, выводам затвор-эмиттер VT3, конденсатору C2 к компоненту L1. Разряд затворной емкости БТИЗ VT3 проходит по цепи от его затвора, по выводам исток-сток МОП-транзистора VT2, резистору R7, по конденсатору C2 к эмиттеру транзистора VT3.

Способствовать разряду затворной емкости может не только полевой, но и биполярный транзистор или комбинация из нескольких транзисторов. На рис. 4.30 изображена схема драйвера с отрицательным смещением и транзистором Дарлингтона, состоящим из дискретных биполярных транзисторов VT1 и VT2.

Диод Шоттки VD7 защищает транзистор Дарлингтона от пробоя обратным напряжением. Соединенные последовательно высокочастотные диоды VD1, VD3, VD5, VD6 ограничивают напряжение отрицательного смещения на уровне их учетверенного напряжения в прямом включении. Чем выше желаемое напряжение смещения, тем значительнее должно быть падение напряжения на этих диодах в прямом включении и больше их количество.

Для ускоренного переключения транзистора Дарлингтона (что полезно при поступлении на вход устройства коротких импульсов из рабочего диапазона) предназначен конденсатор C3. Необходимо, чтобы система управления зарядом и разрядом затворных емкостей электронных ключей могла успешно функционировать в широком диапазоне длительностей импульсов (что особенно важно при широтно-импульсном регулировании), почти не искажая их форму.

На рис. 4.31 представлена аналитическая форма импульсов напряжения длительностью 1,8 мкс (период 3,6 мкс), приложенных к выводам затвор-исток ключевого транзистора VT3.

Искажение формы даже весьма коротких импульсов незначительно. При увеличе-

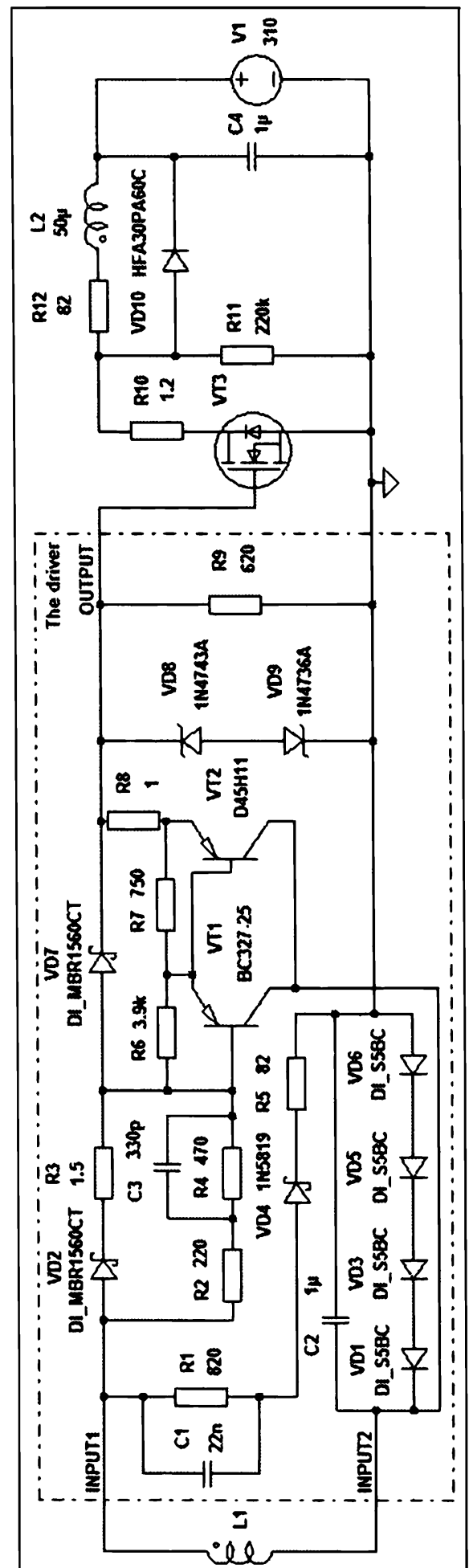


Рис. 4.30. Модель драйвера затвора с отрицательным смещением напряжения

нии на порядок длительностей импульсов (до 18 мкс) и периода колебаний (до 36 мкс) напряжение сигнала управления ключевыми транзисторами приобретает более похожую на идеальную форму (рис. 4.32).

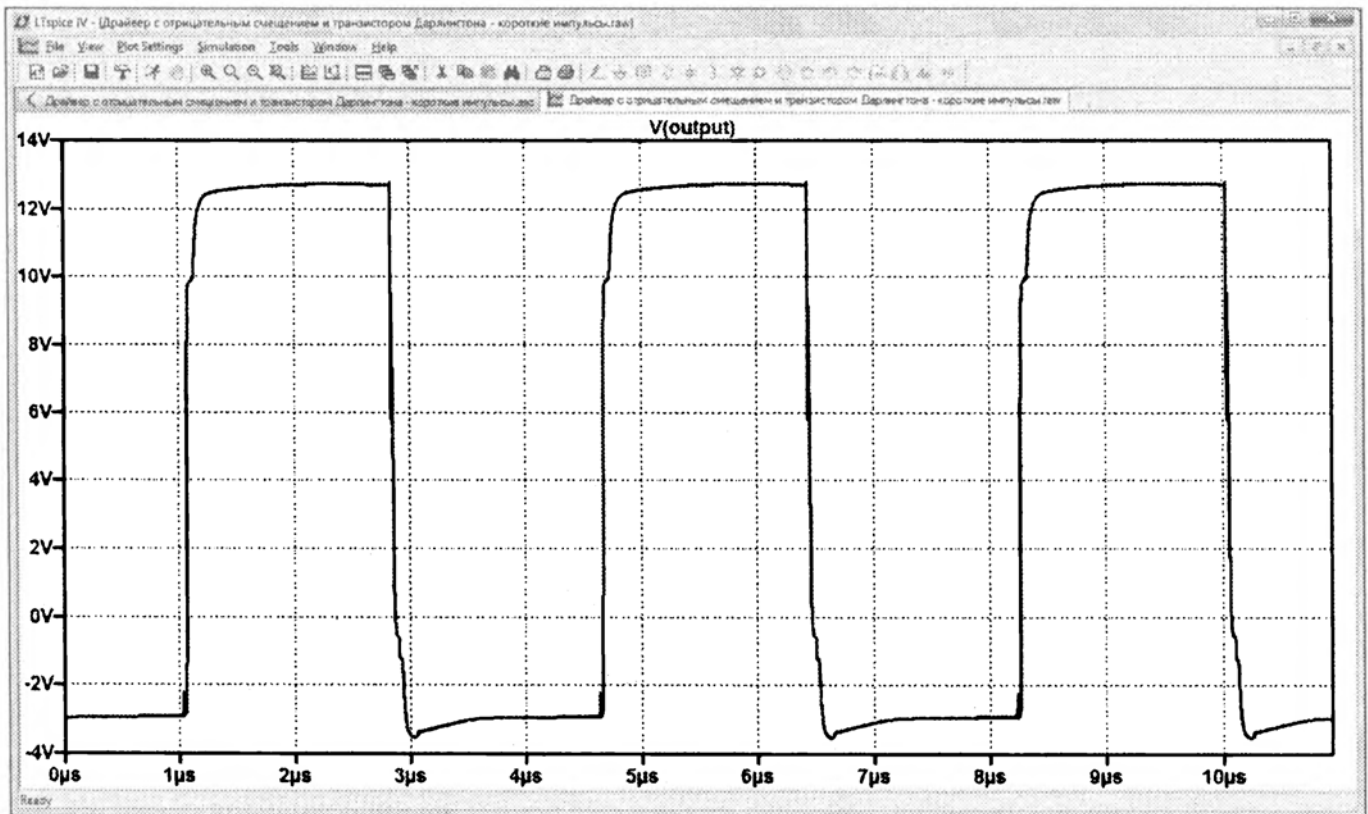


Рис. 4.31. Три коротких импульса напряжения с отрицательным смещением

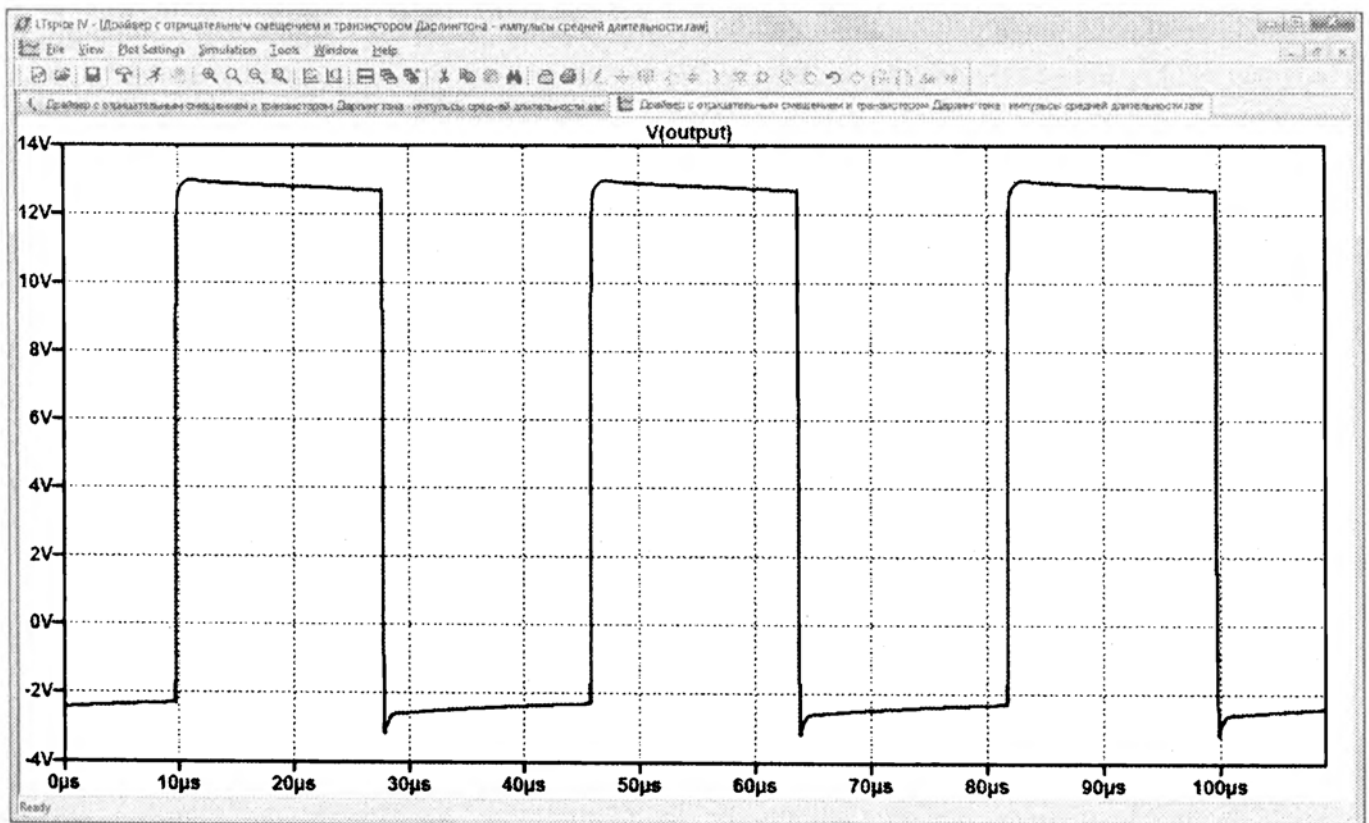


Рис. 4.32. Импульсы напряжения с отрицательным смещением

Дальнейшее увеличение длительностей импульсов (до 100 мкс) и периода колебаний (до 200 мкс) приводит к небольшому завалу вершины (рис. 4.33).

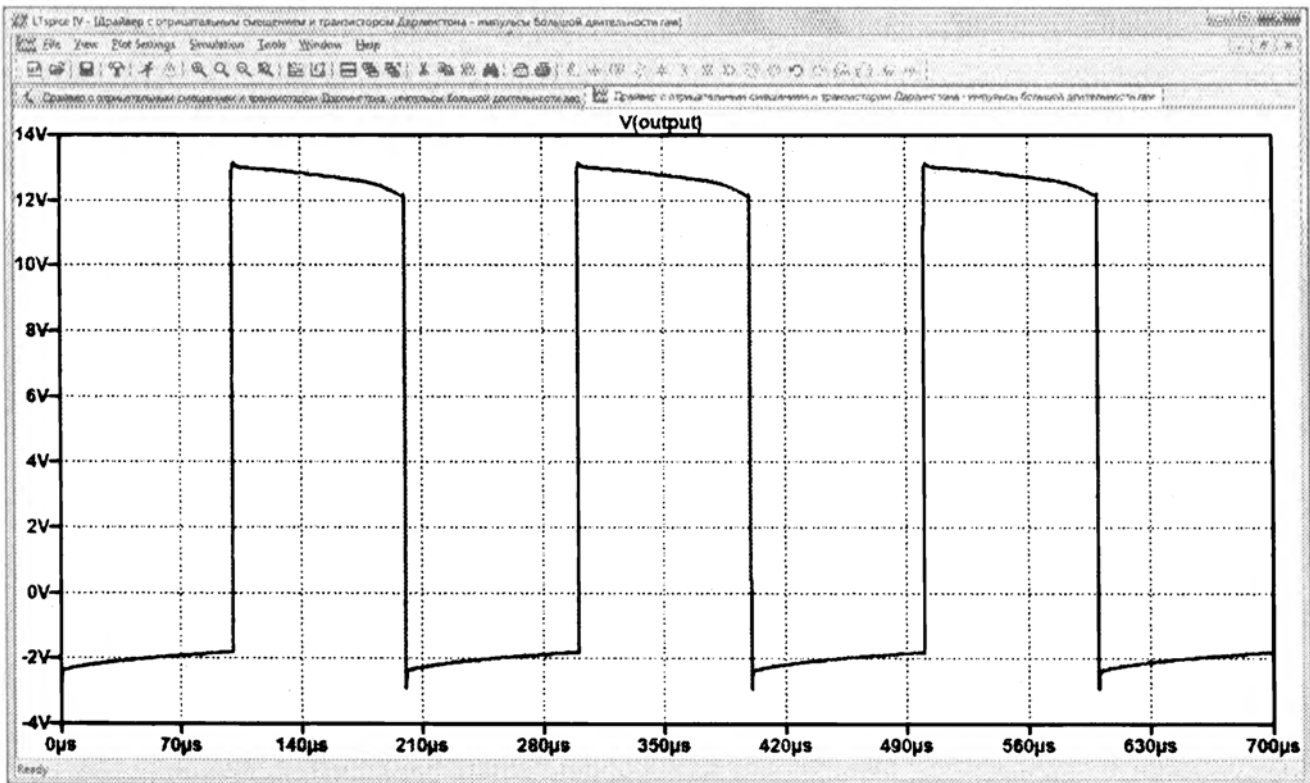


Рис. 4.33. Прямоугольные импульсы напряжения с отрицательным смещением

Представленные результаты симулирования указывают на возможность работы драйвера в широком диапазоне длительностей импульсов, управляющих ключевыми транзисторами.

Заряд емкости затвор-исток транзистора VT3 происходит по цепи от помеченного точкой вывода обмотки L1, по диоду Шоттки VD2, резистору R3, диоду Шоттки VD7, выводам затвор-исток VT3, конденсатору C2 к компоненту L1. Разряд затворной емкости МОП-транзистора VT3 проходит по цепи от затвора VT3, по резистору R8, выводам эмиттер-коллектор биполярного p-n-p- транзистора VT2, конденсатору C2 к истоку транзистора VT3.

Во всех трех вариантах представленных выше драйверов токи зарядов и разрядов затворных емкостей протекают по отдельным низкоомным резисторам с различными сопротивлениями, что позволяет задавать длительности фронтов и спадов порознь.

4.4. Экспериментальное нахождение параметров и формы петли гистерезиса магнитопровода

При необходимости использования вмоточных компонентах магнитопроводов с отсутствующей или стертой маркировкой либо обладающих параметрами, существенно отличными от справочных величин, что может быть связано, например, с возрастом, условиями хранения или эксплуатации образцов, целесообразно экспериментально найти форму и основные параметры петли гистерезиса. Теоретическая информация о методике снятия петли гистерезиса приведена в книге [109, с. 173–175]. Петля гистерезиса, которую желаем получить, отражает зависимость индукции магнитопровода от напряженности магнитного поля. Для ее визуального определения имеет смысл собрать стенд, объединяющий электронно-лучевой осциллограф, задающий генератор с усилителем мощности, с которого сиг-

нал подают на вход установки из нескольких пассивных компонентов, что соединены согласно рис. 4.34.

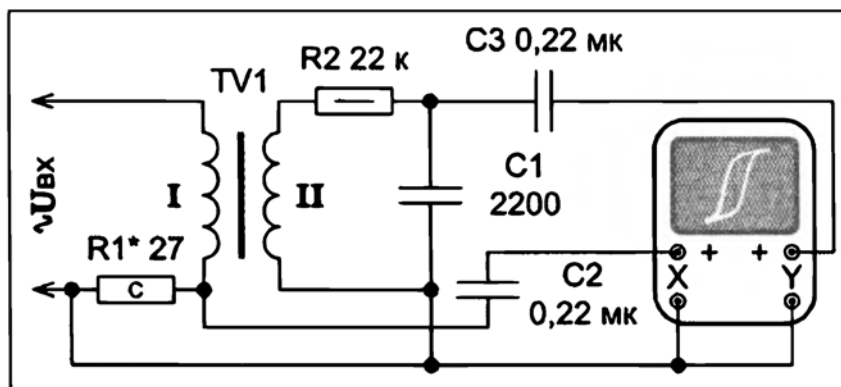


Рис. 4.34. Схема измерительной установки

Осциллограф для опыта был взят аналоговый, однолучевой, марки С1-68, обладающий возможностью подачи сигнала непосредственно на пластины вертикального и горизонтального отклонения луча. Частота следования импульсов соответствовала частоте, на которой предположительно будет функционировать магнитопровод (в данном случае — 34 кГц). Выходное переменное напряжение усилителя мощности в авторском варианте можно было регулировать в диапазоне примерно 5..50 В.

Переменное напряжение, поданное на вход стенда, приложено к последовательно соединенным компонентам: резистору R1 и первичной обмотке трансформатора TV1, магнитные свойства сердечника которого хотят выяснить. Подводимое к пластинам горизонтального отклонения луча осциллографа переменное напряжение U_{R1} , снимаемое с измерительного резистора R1, соответствует току намагничивания компонента TV1.

Напряженность магнитного поля в образце, выраженную в А/м, допустимо вычислить по следующей формуле:

$$H = 4 \cdot \pi \cdot I_{w1} \cdot w_1 / \ell_m, \quad (4.2)$$

где π — число Пи;

I_{w1} — ток, текущий по первичной обмотке I компонента TV1;

w_1 — число витков обмотки I компонента TV1;

ℓ_m — длина средней линии магнитопровода образца, м.

В тороидальном магнитопроводе, согласно теореме о циркуляции вектора H, напряженность магнитного поля, выраженную в А/м, можно рассчитать по формуле:

$$H = I_{w1} \cdot w_1 / (2 \cdot \pi \cdot R_m), \quad (4.3)$$

где R_m — радиус от центра до окружности, ограниченной средней линией магнитопровода (т.е. среднее арифметическое двух радиусов магнитопровода: внутреннего и внешнего), м.

Учитывая, что напряженность магнитного поля в тороидальном магнитопроводе зависит от радиуса R_m , указанную формулу следует применять в случае, когда радиус сечения плотно уложенной на кольцо обмотки много меньше R_m . Если

это условие будет выполнено, и витки будут распределены равномерно, то можно ожидать, что намагниченность сердечника однородна.

Зная напряженность магнитного поля, допустимо найти напряжение, падающее на резисторе R_1 , выраженное в вольтах, по следующей формуле:

$$U_{R1} = H(t) \cdot R_1 \cdot \ell_m / (4 \cdot \pi \cdot w_1), \quad (4.4)$$

где $H(t)$ — мгновенная напряженность магнитного поля, А/м;

R_1 — сопротивление резистора R_1 , Ом.

На вторичной обмотке компонента TV1 индуцируется переменное напряжение, которое поступает на цепь интегрирования, выполненную на конденсаторе C_1 и резисторе R_2 . Вырабатываемый генератором сигнал должен обладать длительностью, меньшей или равной постоянной времени интегрирования. В качестве интегрирующего звена предпочтительнее задействовать не простейшую RC-цепь, как в описываемом случае, а активный интегратор, выполненный, например, на транзисторах или операционном усилителе. Активный интегратор позволил бы обеспечить на своем выходе большое напряжение даже при тестировании миниатюрных образцов магнитопроводов с диаметром колец в доли сантиметра и с обмотками, каждая из которых содержит, допустим, всего по одному витку. В любом случае проинтегрированное напряжение, пропорциональное магнитной индукции, с обкладок конденсатора C_1 приложено к пластинам вертикального отклонения луча осциллографа.

Магнитную индукцию в образце, выраженную в теслах, допустимо рассчитать по упрощенной формуле:

$$B \approx U_{w1} / (4 \cdot w_1 \cdot S_c \cdot f \cdot k_\phi), \quad (4.5)$$

где U_{w1} — напряжение, приложенное к первичной обмотке I компонента TV1;

S_c — площадь сечения исследуемого образца магнитопровода, м²;

f — частота, Гц;

k_ϕ — коэффициент, учитывающий форму напряжения: для синусоидального напряжения $k_\phi = 1,1$, а для прямоугольного $k_\phi = 1,0$.

Зная величину магнитной индукции, по приведенной ниже формуле можно определить проинтегрированное напряжение U_{C1} , приложенное к обкладкам конденсатора C_1 , выраженное в вольтах:

$$U_{C1} = B(t) \cdot w_2 \cdot S_c / (C_1 \cdot R_2), \quad (4.6)$$

где $B(t)$ — мгновенная магнитная индукция, Тл;

w_2 — число витков обмотки II компонента TV1;

C_1 — емкость конденсатора интегратора, Ф;

R_2 — сопротивление резистора интегратора, Ом.

Располагая данными об индукции и напряженности магнитного поля, можно вычислить магнитную проницаемость образца μ по следующей формуле:

$$\mu = B / (H \cdot \mu_0), \quad (4.7)$$

где B — индукция магнитопровода, Тл;

H — напряженность магнитного поля, А/м;

μ_0 — магнитная постоянная вакуума, физическая константа, равная $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м.

Напряжения на пластины X и Y осциллографа были поданы через высокочастотные пленочные конденсаторы C2 и C3. Все конденсаторы стенда обладали номинальным напряжением с запасом 250 В.

Каналы осциллографа градуируют, подавая на каналы горизонтального и вертикального отклонений луча априори известные среднеквадратические переменные напряжения “ U_x ” и “ U_y ”.

Теперь вычисляют коэффициенты масштабирования. Коэффициент масштабирования для канала горизонтального смещения луча находят по формуле:

$$m_x = 2 \cdot U_x \cdot \sqrt{2} / \ell_x \text{ (В/см)}, \quad (4.8)$$

где ℓ_x — длина отрезка, на который происходит отклонение луча вдоль абсциссы, см;

U_x — известное напряжение, В.

Для канала вертикального отклонения луча коэффициент масштабирования вычисляют аналогично:

$$m_y = 2 \cdot U_y \cdot \sqrt{2} / \ell_y \text{ (В/см)}, \quad (4.9)$$

где ℓ_y — расстояние, на которое происходит смещение луча вдоль ординаты, см;

U_y — напряжение заданной величины, В.

Теперь можно начинать эксперимент, выяснив по приведенным выше формулам индукцию насыщения и соответствующую ее началу напряженность поля, а также отградуировав осциллограф так, чтобы этим магнитным параметрам соответствовало смещение луча на определенное число делений.

Если на вход стенда подано минимальное напряжение с выхода усилителя мощности генератора, насыщение магнитопровода отсутствует, а на экране осциллографа можно наблюдать замкнутую кривую, напоминающую эллипс (рис. 4.35).

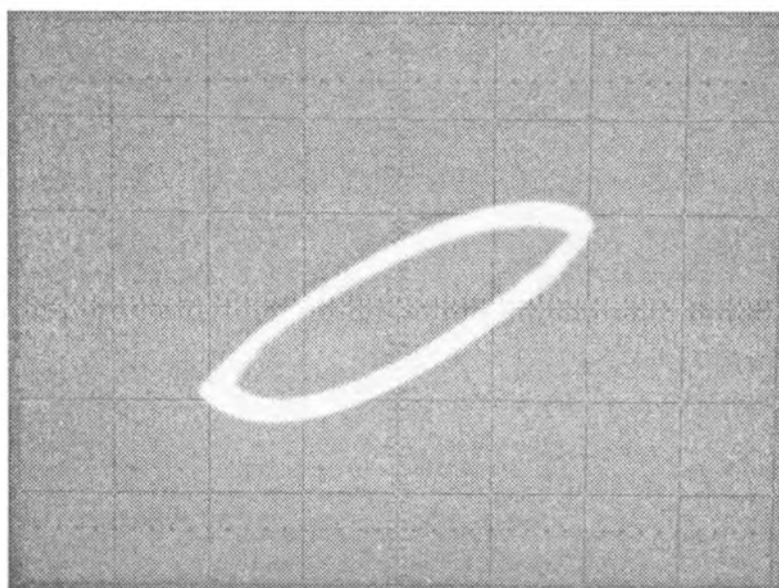


Рис. 4.35. Петля гистерезиса, похожая на эллипс

Если напряженность магнитного поля в материале магнитопровода стремится к нулю, то магнитная проницаемость стремится к начальной магнитной проницае-

мости. Если увеличивать напряжение, приложенное к первичной обмотке или отматывать витки первичной обмотки компонента TV1, или уменьшать частоту, то можно заметить, что при увеличении напряженности поля рост магнитной индукции стал медленнее, и на замкнутой кривой возникли характерные “загибы”, что иллюстрирует рис. 4.36.

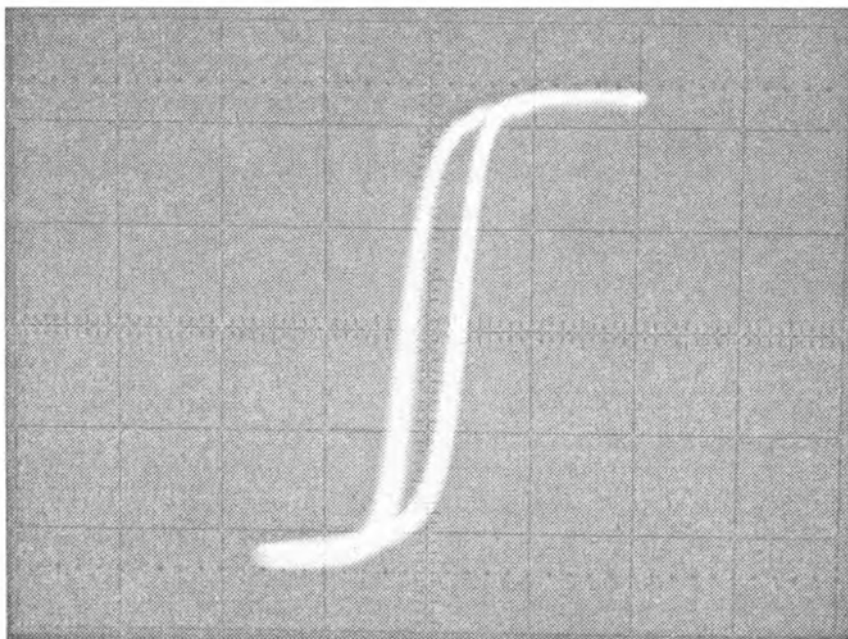


Рис. 4.36. Петля гистерезиса, демонстрирующая заход в насыщение

В опыте для компонента TV1 был применен тороидальный магнитопровод из феррита M2000HM типоразмером $K20 \times 12 \times 6$; первичная обмотка состояла из 30 витков, а вторичная — из 53. Момент появления “загибов” соответствует началу насыщения.

Во время насыщения спины магнитных доменов ориентированы вдоль магнитного поля в одну сторону. Если бы магнитопровод компонента TV1 был выполнен из материала с большей прямоугольностью петли гистерезиса (например, электротехнической стали), то она могла бы иметь примерно такую форму, как показано на рис. 4.37.

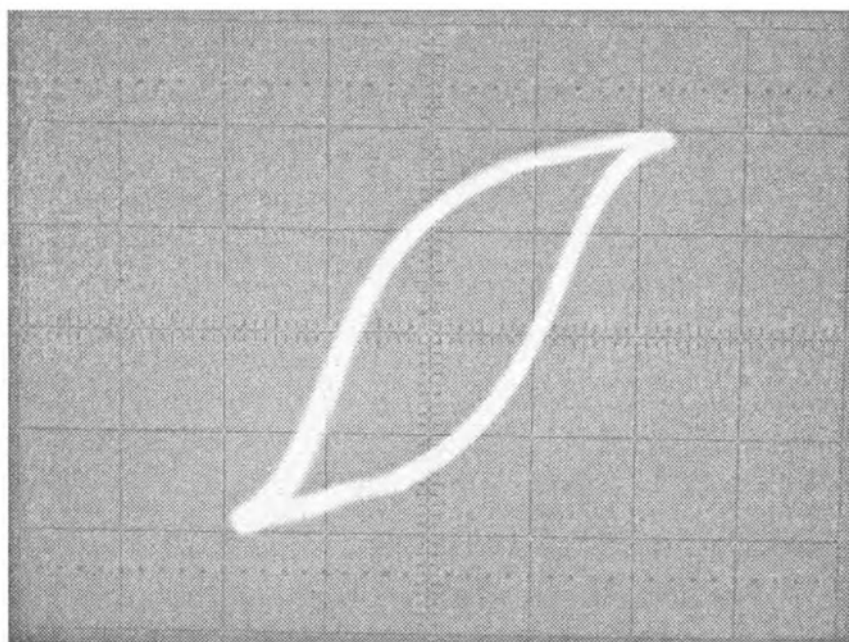


Рис. 4.37. Широкая петля гистерезиса

Чем больше форма петли гистерезиса напоминает прямоугольник, тем проще ввести такой магнитопровод в состояние насыщения даже небольшой несимметричностью цикла перемагничивания. Площадь, ограниченная петлей гистерезиса, характеризует потери в магнитопроводе. Чем она больше, тем значительнее потери. Другими словами, площадь петли гистерезиса в течение длительности одного цикла перемагничивания пропорциональна энергии W , расходуемой на тепловыделение в магнитопроводе:

$$W = \oint H, dB. \quad (4.10)$$

Очевидно, что при прочих равных условиях больше потери в магнитопроводе, у которого происходит перемагничивание согласно петле гистерезиса, показанной рис. 4.38, чем в магнитопроводе, для которого имеет место перемагничивание по петле, изображенной на рис. 4.39.

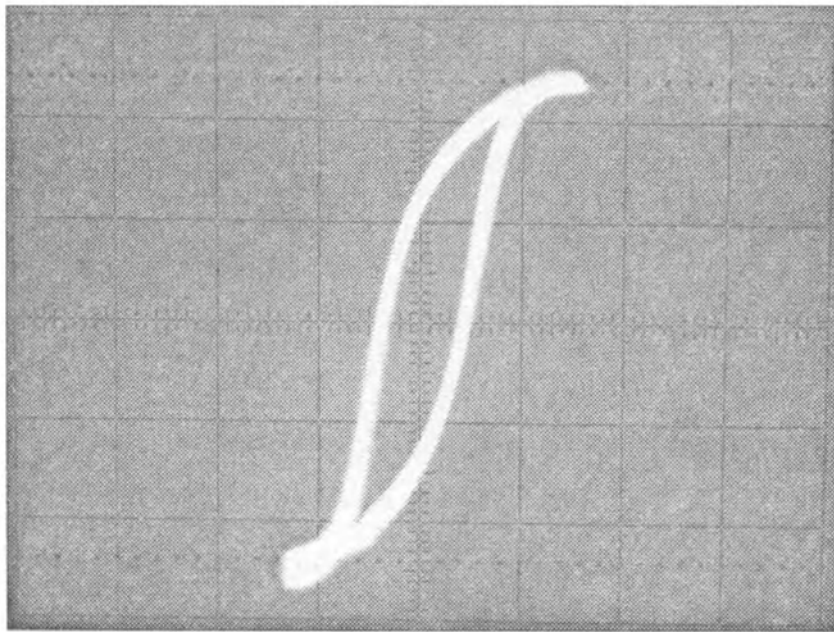


Рис. 4.38. Осциллограмма петли гистерезиса

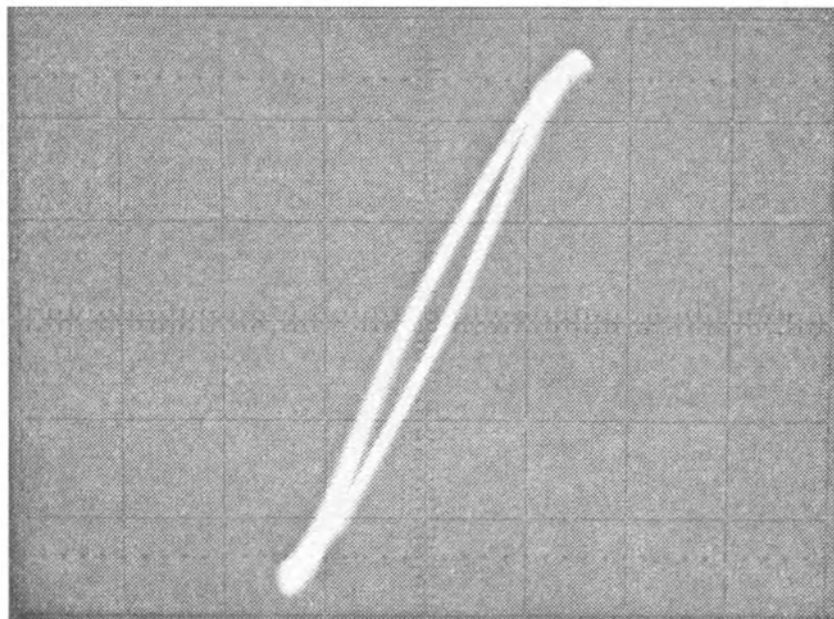


Рис. 4.39. Узкая петля гистерезиса

Петли гистерезиса, представленные на рис. 4.38 и рис. 4.39) имеют различный наклон, а степень наклона петли гистерезиса характеризует магнитную проницае-

мость. Чем больше отклонение петли гистерезиса к абсциссе, тем меньше магнитная проницаемость, но больше напряженность поля. Наклон петли гистерезиса в сторону оси абсцисс возрастает при введении немагнитного зазора на пути магнитного потока, например, в ферритовом сердечнике. Немагнитные зазоры обычно создают в магнитопроводах моточных компонентов однотактных обратных импульсных источников питания, в различных дросселях, перемагничивания сердечников которых происходят без заходов частных петель гистерезисов в область насыщения. Так, для магнитопровода однотактного обратного ИИП, работающего в режиме непрерывного тока, типична петля гистерезиса, показанная на рис. 4.40.

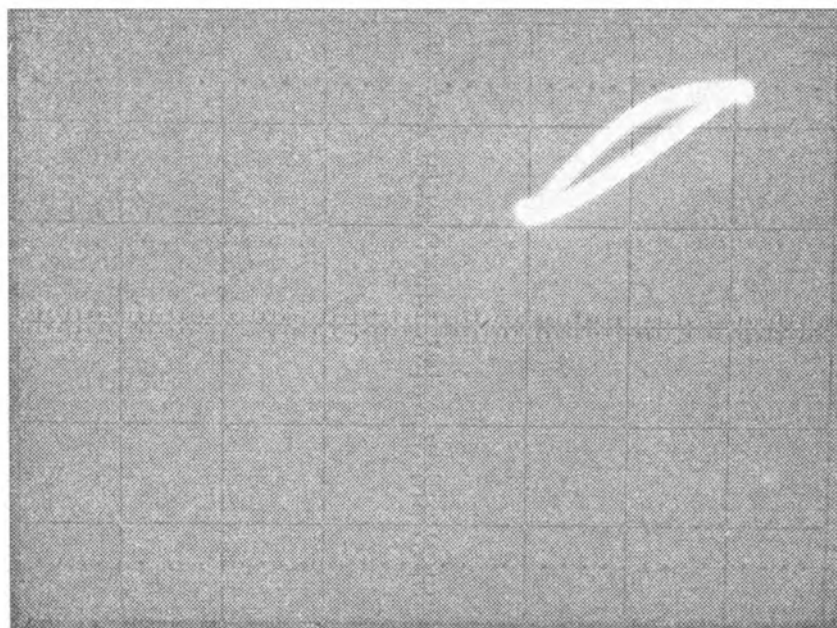


Рис. 4.40. Частная петля гистерезиса

Для подобного обратного ИИП, работающего в режиме непрерывного тока, характерна петля гистерезиса, изображенная на рис. 4.41.

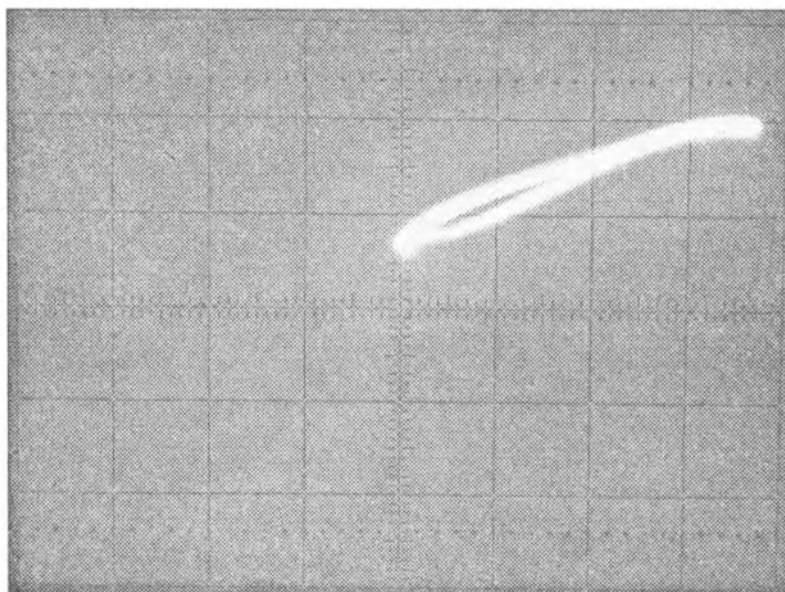


Рис. 4.41. Частная петля гистерезиса

Если с выхода усилителя мощности генератора на вход стенда будет подано максимальное напряжение, то это приведет к чрезмерным искажениям перемагничивания сердечника компонента TV1, что отражено на осциллограмме петли гистерезиса, представленной на рис. 4.42.

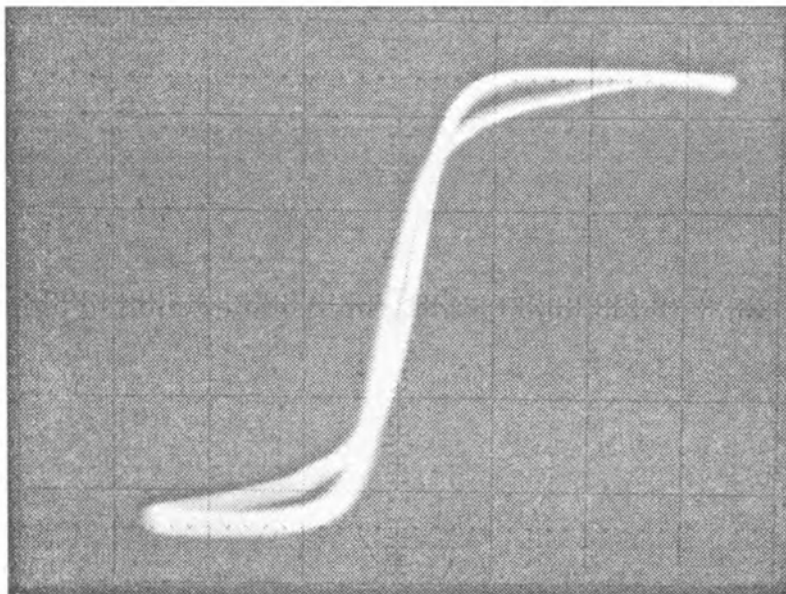


Рис. 4.42. Искажения петли гистерезиса

К достоинствам описанного выше осциллографического метода, позволяющего определить основные параметры петли гистерезиса магнитопровода, отнесут визуальный контроль формы петли, доступность деталей и приборов измерительной установки, а к недостаткам — низкую точность, обусловленную, например, погрешностью снятия показаний осциллографа.

Кроме рассмотренного, активно используют метод баллистического гальванометра, магнитометрический, электродинамический, пондеромоторный, индукционный, метод ядерного магнитного резонанса, с датчиком Холла, calorиметрический, резонансный, нейтронографический и некоторые другие. Часто применяют электронные гистерезисографы, которые снимают петлю гистерезиса и измеряют основные параметры образца магнитопровода в автоматическом режиме.

Практические конструкции законченных электропитающих устройств и их узлов

5.1. Мощный сетевой выпрямитель со ступенчатым запуском

5.1.1. Описание устройства

Описанный ниже простейший однофазный выпрямитель может быть применен в качестве одного из блоков инверторного сварочного аппарата или другой мощной нагрузки. Устройство содержит только самые необходимые узлы, из-за чего система коррекции коэффициента мощности не предусмотрена, что накладывает ограничения на сферу применения прибора.

Принципиальная схема сетевого выпрямителя изображена на рис. 5.1.

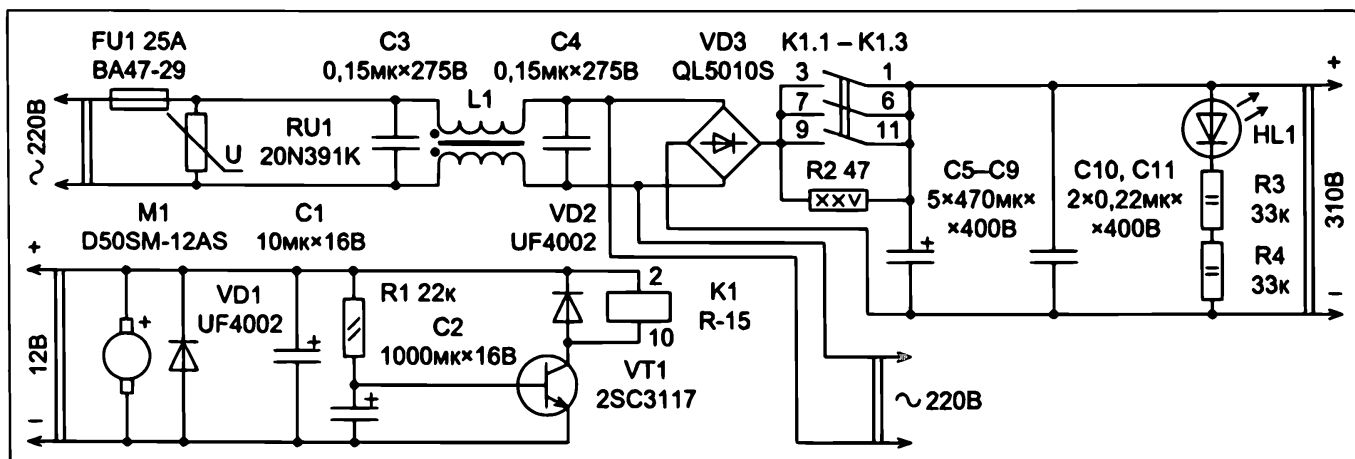


Рис. 5.1. Схема сетевого выпрямителя

Фотография собранного сетевого выпрямителя со стороны размещения деталей представлена на рис. 5.2.

5.1.2. Основные технические характеристики

| | |
|---|-----|
| Номинальное напряжение питающей сети, В | 220 |
| Частота питающей сети, Гц | 50 |
| Пиковое постоянное выходное напряжение, В | 310 |
| Постоянное напряжение питания цепи ступенчатого пуска | 12 |
| Ток нагрузки в долговременном режиме, А | 16 |

Фактическая масса устройства, кг

1,03

Габаритные размеры конструкции, не более, мм

180×115×85

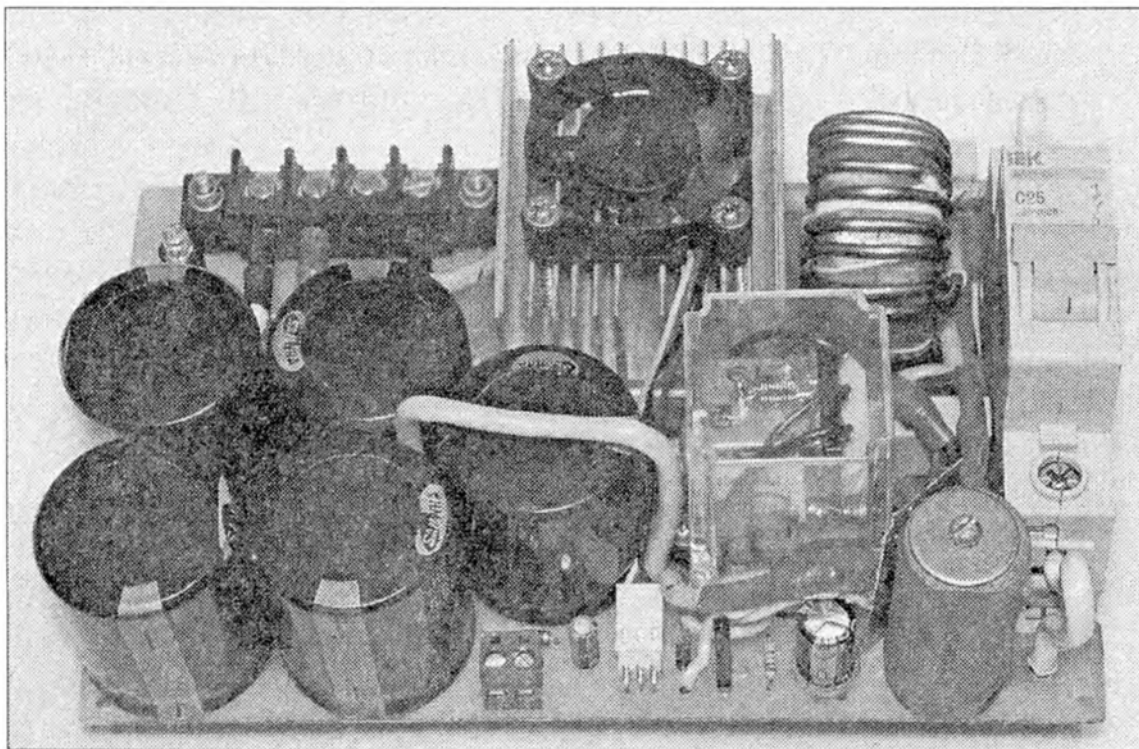


Рис. 5.2. Внешний вид сетевого выпрямителя

5.1.3. Назначение компонентов устройства

Переменный ток, потребляемый от сети, протекает по автоматическому выключателю FU1, отключающему выпрямитель в случае перегрузки по току. Защиту от перенапряжений, что могут возникать в питающей сети, выполняет варистор RU1. На компонентах C3, C4 и L1 собран фильтр, подавляющий высокочастотные пульсации. Диодный мост VD3 выпрямляет переменный ток. Конденсаторы C5–C11 уменьшают пульсации, причем пленочные конденсаторы C10 и C11 шунтируют по высокой частоте оксидные конденсаторы C5–C9, предотвращая их перегрев, что мог бы происходить, например, при питании преобразователя сварочного аппарата. Проволочный резистор R2 не позволяет чрезмерно возрасти протекающему по нему току заряда конденсаторов C5–C11. Указанный ток заряда в случае замены перемычкой резистора R2 вывел бы диодный мост VD3 из строя в момент пуска устройства.

После частичного заряда конденсаторов C5–C11 резистор R2 должен быть зашунтирован контактами электромеханического реле K1.1–K1.3. Это необходимо для того, чтобы исключить перегрев резистора R2 во время подключения нагрузки к выпрямительному устройству. От вспомогательного источника питания в течение всего времени работы выпрямителя к сглаживающему конденсатору C1 подведено постоянное напряжение 12 В. Включенный параллельно его обкладкам двигатель вентилятора M1 начинает работать, и происходит обдувание потоками воздуха охладителя диодной сборки VD3. Диод VD1 защищает компоненты цепи ступенчатого запуска от пробоя напряжением ЭДС самоиндукции обмотки двигателя вентилятора M1. Цепь из включенных последовательно компонентов – рези-

стора R1 и конденсатора C2 – задает длительность задержки отпирания транзистора VT1.

При открывании транзистора многократно возрастает ток, протекающий по обмотке реле K1. Происходит срабатывание реле и шунтирование контактами K1.1–K1.3 балластного резистора R2. Диод VD2 купирует ЭДС самоиндукции обмотки реле K1.

Светодиод HL1 индицирует состояние включения устройства в сеть, а также наличие зарядов на конденсаторах C5–C11 после отключения аппарата от сети. Резисторы R3 и R4 ограничивают ток, текущий по светодиоду HL1. Пока продолжает излучать светодиод после выключения устройства, запрещено трогать компоненты выпрямителя в связи с риском поражения электрическим током.

5.1.4. Возможные замены компонентов

Однополюсный автомат защиты марки BA47-29 допустимо поменять на BA47-63, BKN-b 1P (B25A, C25A, D25A) или аналогичный.

Диоды VD1 и VD2 можно взять марок 1N4002, 1N4934, FR103, SF12, SF14, SF22, SF24, SF25 или подобных.

В качестве варистора RU1 могут быть использованы компоненты 20N391, TVR20391KSY, TVR20431, TVR20471, S20K275 или S20K300.

Конденсаторы подавления помех C3 и C4 должны быть взяты типа X2, специально предназначенного для работы на переменном токе. В нашем случае годны конденсаторы B81133-C1224-M, B81191-C1224-M и аналогичные.

Дроссель L1 выполнен на двух сложенных вместе альсиферовых магнитодиэлектрических кольцах размером каждого КП42 × 28 × 10 мм. Магнитопровод покрывают слоем изоляции из лакоткани. Каждая обмотка дросселя содержит по 9 витков провода марок ПЭВ-2 или ПЭТВ, причем обмотки наматывают на диаметрально противоположных краях кольца магнитопровода. Диаметр провода по изоляции составляет 2,39 мм (что для проводов ПЭВ-2 и ПЭТВ соответствует диаметру 2,26 мм по меди).

Замена биполярного транзистора VT1 n-p-n-типа марки 2SC3117 — 2SC2481, 2SD669, 2SD669A или 2SD1563A.

Польское электромеханическое реле R-15 допустимо поменять на аналогичный по параметрам компонент. Каждый контакт K1.1–K1.3 используемого в устройстве реле рассчитан на протекание тока силой не более 10 А и на напряжение до 250 В.

К диодной сборке VD3 прижат ребристый охладитель от процессора стационарного персонального компьютера, причем по всей поверхности контакта нанесена тонким слоем кремнийорганическая термораста КРТ-8. Не исключено использование диодныхборок MB506, MB508, MB5010, KBPC5006, KBPC5008, KBPC5010 или KBPC5010W, однако в этом случае будет необходимо внести изменения в печатную плату.

Марка проволочного резистора R2 мощностью 25 Вт — C5-35B.

5.1.5. Конструкция выпрямителя

Чертеж печатной платы представлен на рис. 5.3, а сборочный чертеж — на рис. 5.4.

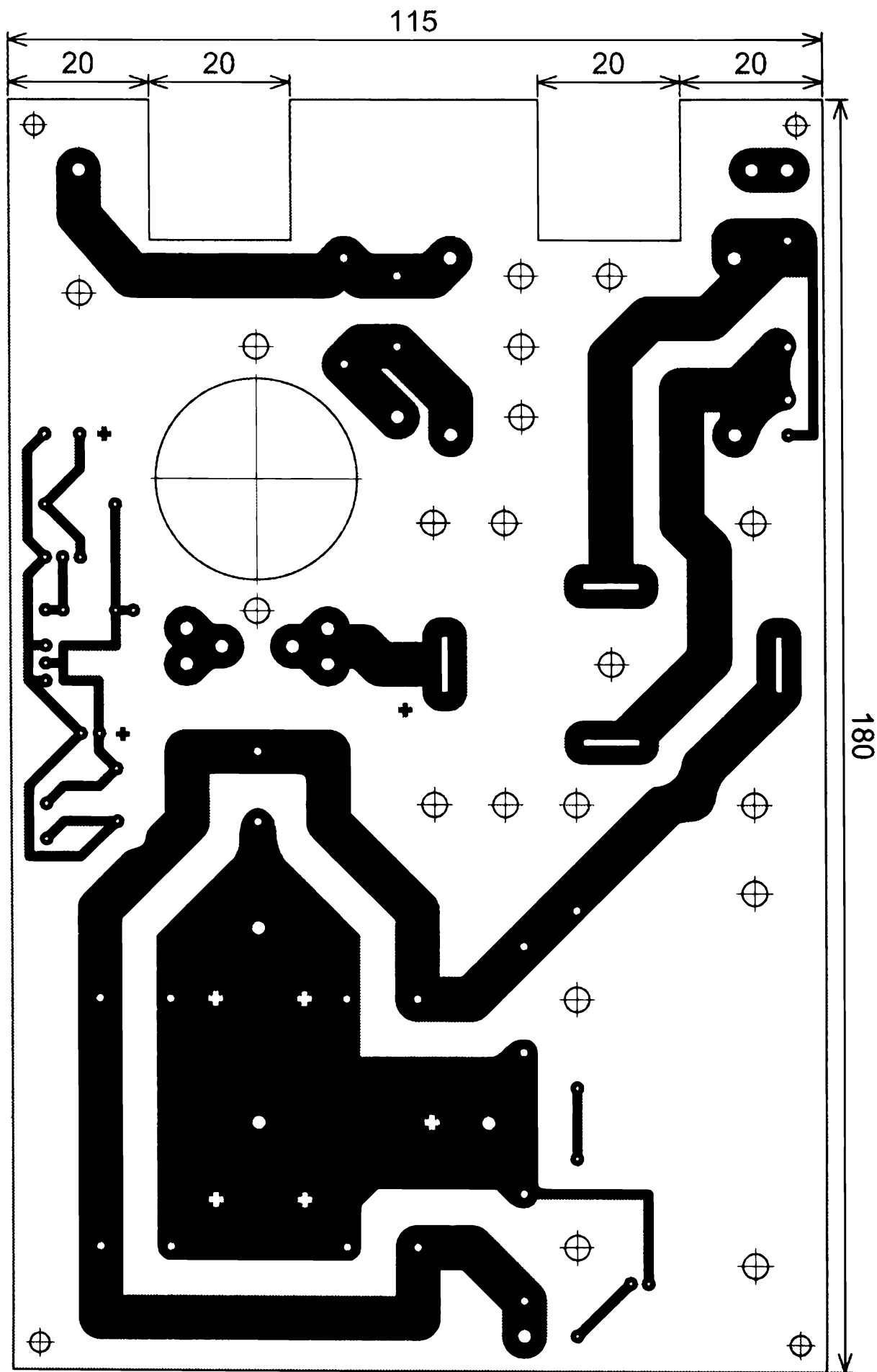


Рис. 5.3. Чертеж печатной платы

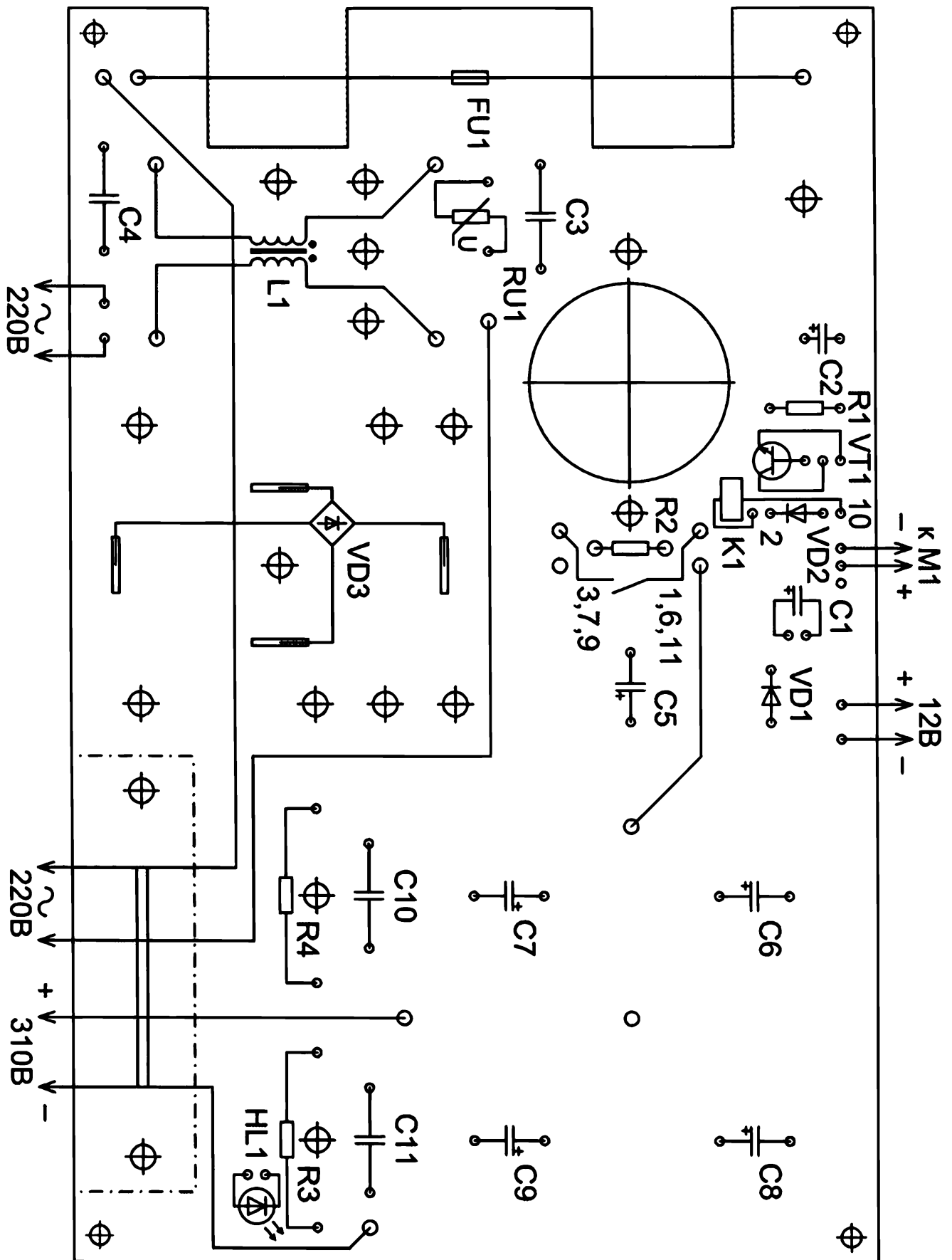


Рис. 5.4. Сборочный чертёж

Сетевые, и выходные провода подведены к единой колодке с винтовыми прижимами контактов. Из края платы вырезаны пазы на расстоянии 35 мм друг от друга, соответствующие посадочным местам DIN-рейки, для монтажа в них автоматического выключателя FU1. На печатные проводники, по которым протекает большой ток, целесообразно напаять медную шинку, увеличивающую площадь се-

чения. Сечение медных монтажных проводов, припаиваемых к колодке, прижимаемых к клеммам автомата защиты и т.п., составляет $6,0 \text{ мм}^2$. Плату как со стороны печатных проводников, так и со стороны деталей для предупреждения электрического пробоя обязательно необходимо покрыть лаком, обладающим высокими изоляционными свойствами.

5.1.6. Проверка функционирования

Устройство, собранное из исправных деталей точно по схеме, должно начать успешно работать сразу, без настройки. После включения выпрямителя в сеть без нагрузки на выводах конденсаторов С5–С11 должно присутствовать постоянное напряжение около 310 В, что имеет смысл проверить вольтметром. При этом светодиод HL1 должен излучать. Вслед за тем, как к выводам конденсатора С1 будет приложено напряжение 12 В от вспомогательного источника питания, должна произойти коммутация реле и шунтирование резистора R2. Это укажет на нормальное функционирование блока.

5.2. Драйвер с отрицательным смещением

5.2.1. Описание драйвера

Описываемый далее драйвер можно нагружать МОП–транзистором или биполярным транзистором с изолированным затвором, допускающими отрицательное смещение. Недопустимо использование драйвера совместно с биполярным транзистором. Драйвер разрешено подключать через согласующий импульсный трансформатор к выходу генератора однополярных или двухполярных импульсов. Другими словами, драйвер допустимо эксплуатировать в составе как одноктактных, так и двухтактных ИИП. Принципиальная схема устройства изображена на рис. 5.5.

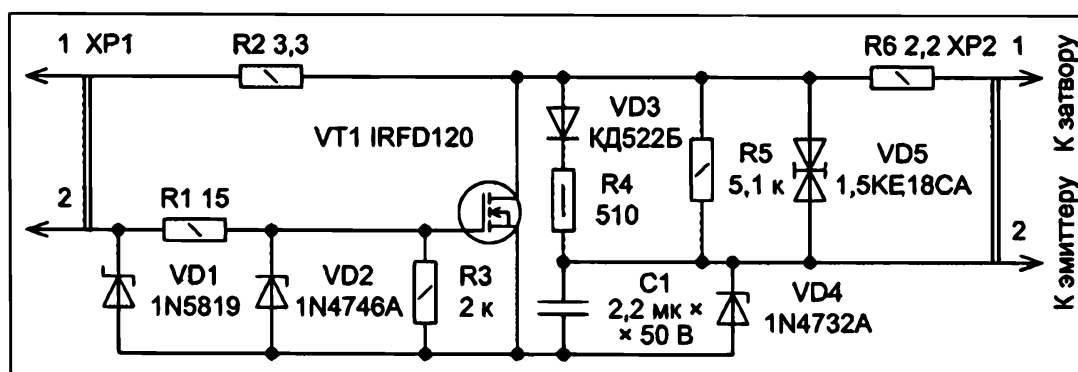


Рис. 5.5. Схема драйвера с отрицательным смещением

Фотография собранного драйвера со стороны размещения деталей показана на рис. 5.6, а со стороны печатных дорожек — на рис. 5.7.

5.2.2. Основные технические характеристики

| | |
|--|---------|
| Максимальное выходное напряжение положительной полярности, В | 18 |
| Выходное напряжение отрицательной полярности, В | 4,7 |
| Масса устройства, г, не более | 10 |
| Габаритные размеры, мм | 45×20×9 |

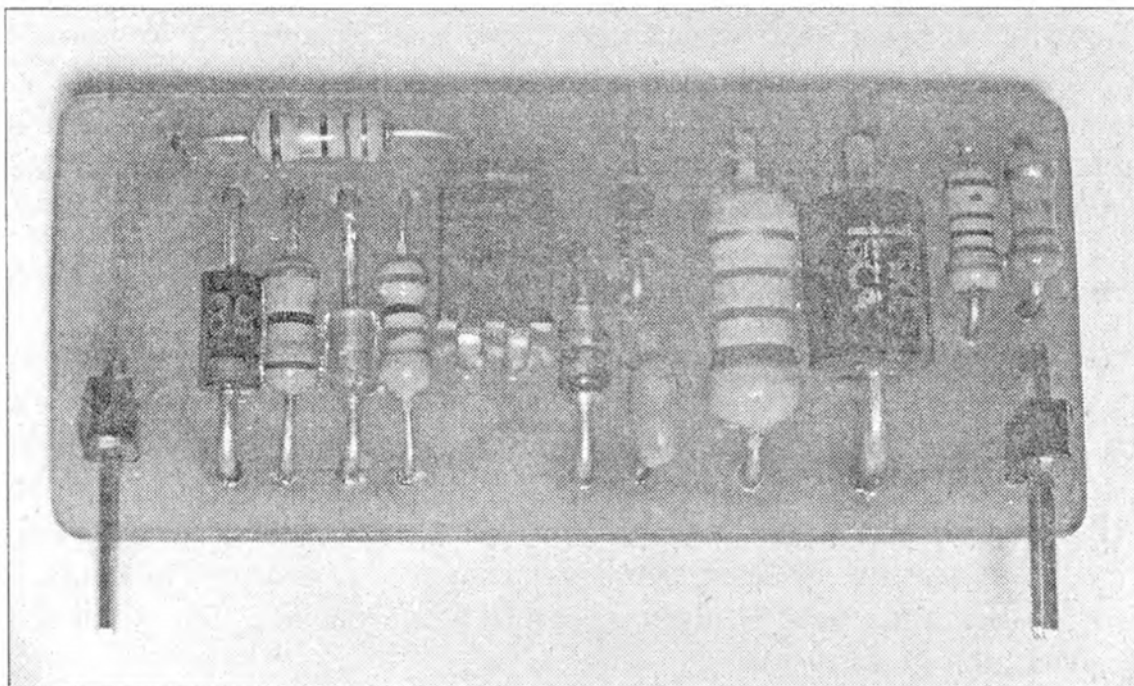


Рис. 5.6. Фотография драйвера со стороны корпусов компонентов

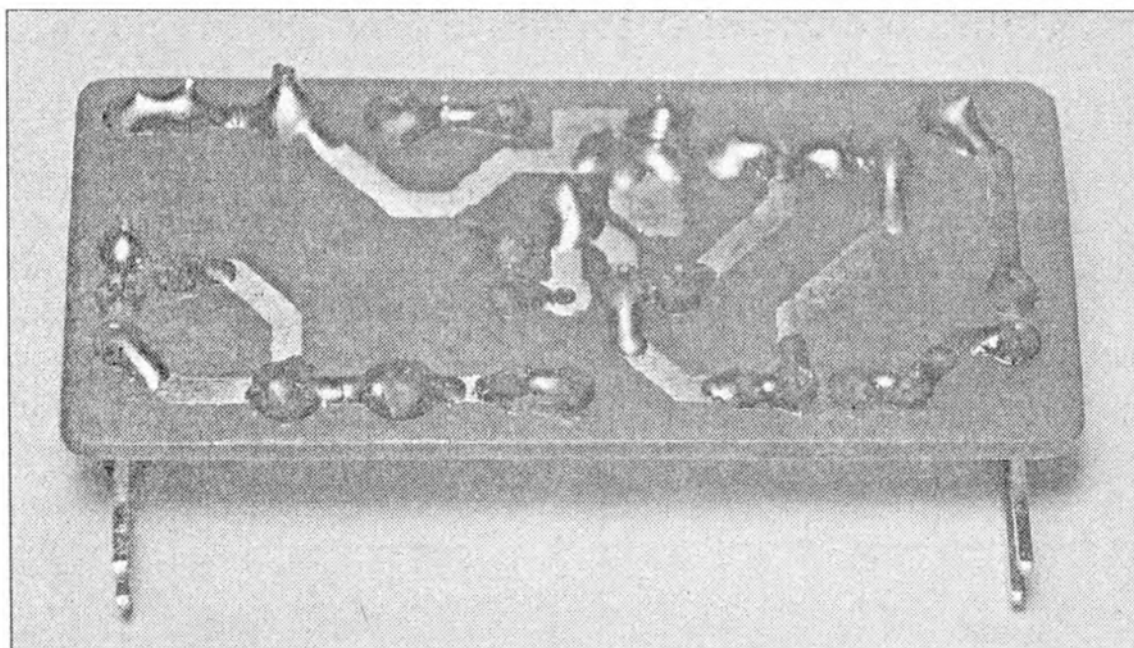


Рис. 5.7. Фотография драйвера со стороны паяных соединений

5.2.3. Назначение компонентов

Селекцию импульсов положительной полярности, поступающих на входной разъем ХР1 драйвера, обеспечивает диод Шоттки VD1. Резистор R1 препятствует чрезмерно быстрым переключениям транзистора VT1 из отсечки в насыщение и обратно. Стабилитрон VD2 ограничивает импульсы напряжения, прикладываемые между затвором и истоком транзистора VT1 на безопасном для компонента уровне, а благодаря резистору R3 происходит разряд паразитной емкости затвор-исток этого транзистора.

Ток заряда затворной емкости силового транзистора, подключаемого к выходу драйвера, протекает по цепи от вывода 1 разъема ХР1, через резисторы R2 и R6, выводы 1 и 2 разъема ХР2, с которыми соединены затвор и исток (или эмиттер) электронного ключа, конденсатор С1, диод Шоттки VD1 к выводу 2 разъема

XP1. Таким образом, сопротивления резисторов R2 и R6 влияют на фронт управляющего импульса: чем выше их сопротивления, тем длительнее фронт. Выбор сопротивлений резисторов R2 и R6 осуществляют в согласии со справочными данными на конкретную марку транзистора электронного ключа.

Ток разряда затворной емкости электронного ключа протекает по цепи от вывода 1 разъема XP2, по резистору R6, выводам сток-исток открытого транзистора VT1, конденсатору C1 к выводу 2 разъема XP2. Очевидно, что сопротивления резистора R6, а также открытого транзистора VT1 влияют на длительность спада управляющего импульса: чем меньше их сопротивления, тем спад короче.

Диод VD3 пропускает импульсы положительной полярности, резистор R4 ограничивает протекающий через него ток заряда конденсатора C1. Ток заряда конденсатора течет по цепи от вывода 1 разъема XP1, через резистор R2, открытый диод VD3, резистор R4, конденсатор C1, диод Шоттки VD1 к выводу 2 разъема XP1.

Напряжение, приложенное к конденсатору C1, ограничивает стабилитрон VD4. Напряжение электрического пробоя последнего определяет величину отрицательного смещения на выходе драйвера, которое обычно выбирают в зависимости от интенсивности наводки от 2 В до 5 В. В качестве низковольтного стабилитрона можно использовать биполярный транзистор в режиме электрического пробоя перехода или же применить светодиод. Причем, падения напряжения на светодиодах различного цвета свечения также обычно имеют отличия.

Резистор R5 шунтирует выход драйвера, предотвращая случайное отпирание электронного ключа наведенным сигналом помехи, что могло бы произойти в течение времени, пока транзистор VT1 пребывает в состоянии отсечки и отсутствует напряжение, подаваемое на вход драйвера. Двухнаправленный супрессор VD5 не позволяет аварийно возрасти напряжению между выводами затвор-исток (или затвор-эмиттер) ключевого транзистора, подключенного к драйверу, сверх максимально допустимой величины. В случае выхода из строя электронного ключа резистор R6, соединенный последовательно с нагрузкой драйвера, сработает подобно предохранителю, защищая внутренние компоненты драйвера и генератора сигналов.

5.2.4. Возможные замены компонентов

Диод Шоттки VD1 можно взять марки 11DQ06, 11DQ10, 1N5819, MBR160, SB140, SB160, SB1100, SB1100, SB2100, SR106, SR160, SR180 или SR1100.

Номинальная мощность рассеяния постоянных резисторов драйвера может составлять 0,25 Вт.

В качестве стабилитрона VD2 допустимо использовать приборы 1N4746A, 1N5355B, BZV85C-18V, а стабилитрона VD4 — 1N4731A, 1N4732A, BZX85C-4V3, BZW22C-4V3, ZPY4V7.

Транзистор VT1 марки IRFD120 можно поменять на IRFD014, IRFD024 или подобный.

Диод VD3 — типа КД522Б, FR103, FYR120, MUR120, SF11, SF12, SF14, SF21, SF22 или UF4002.

Конденсатор C1 — керамический, например, марки К10-17 емкостью от 0,47 мкФ до 2,2 мкФ. Необходимую емкость конденсатора определяют в зависимости

от минимальной частоты следования импульсов: чем частота выше, тем компонент меньшей емкости можно использовать.

Функцию двунаправленного защитного диода VD5 могут исполнять супрессоры 1,5KE15CA, P6KE15CA, P6KE16CA, 1,5KE16CA, P6KE18CA, 1,5KE18CA или аналогичные.

5.2.5. Конструкция

Изделие собирают на печатной плате из стеклотекстолита толщиной от 1 мм до 2,5 мм, на одну из сторон которого нанесена медная фольга. Чертеж печатной платы драйвера показан на рис. 5.8, а сборочный чертеж — на рис. 5.9.

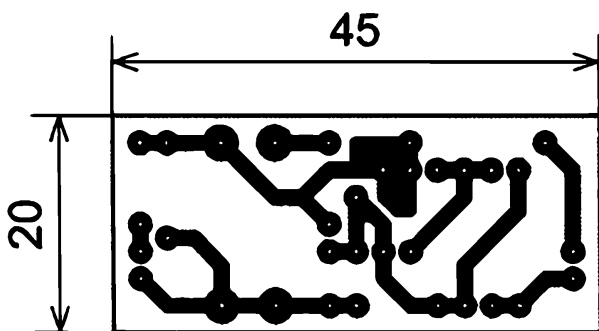


Рис. 5.8. Чертеж печатной платы

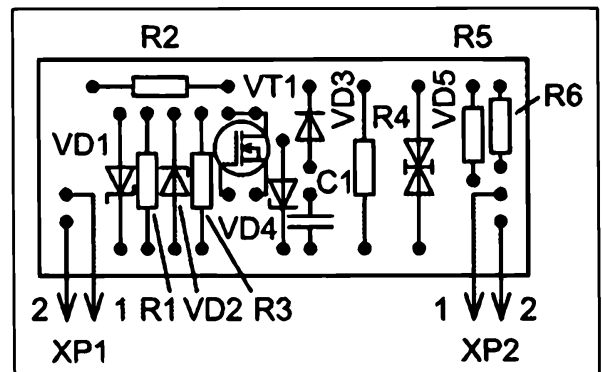


Рис. 5.9. Сборочный чертеж

Все компоненты монтируют в горизонтальном положении. После сборки все детали, за исключением штырей разъемов XP1 и XP2, а также печатные дорожки полезно покрыть двумя слоями цапонлака НЦ-62.

5.2.6. Настройка и регулировка

Драйвер, собранный из исправных компонентов точно по схеме, обычно работоспособен сразу и наладки не требует. Имеет смысл протестировать его работу, сравнивая формы импульсов в характерных точках с эпюрами напряжений, показанными на представленных ниже осциллограммах. Все осциллограммы получены на приборе С1-68.

На рис. 5.10 изображен импульс напряжения на выходе драйвера при отсутствии нагрузки (ключевого транзистора). Развертка — 5 мкс/деление; частота — 25,0 кГц; положение аттенюатора — 5 В/деление.

Из рис. 5.10 видно, что напряжение импульса положительной полярности достигает +12 В, а напряжение отрицательного смещения составляет -4,7 В.

На рис. 5.11 и рис. 5.12 показаны фронт и спад импульса напряжения на выходе драйвера также при отсутствии нагрузки. Развертка — $0,2 \cdot 2$ мкс/деление; частота — 25,0 кГц; одна клетка по вертикали соответствует 5 В.

На рис. 5.13 и рис. 5.14 показаны соответственно фронт и спад импульса напряжения на выходе драйвера, к которому подсоединены выводы затвор-эмиттер биполярного транзистора с изолированным затвором марки IRG4PC50W. Развертка — $0,2 \cdot 2$ мкс/деление; частота — 25,0 кГц; в каждом делении по оси Y — 5 В. На осциллограмме спада импульса хорошо видно плато.

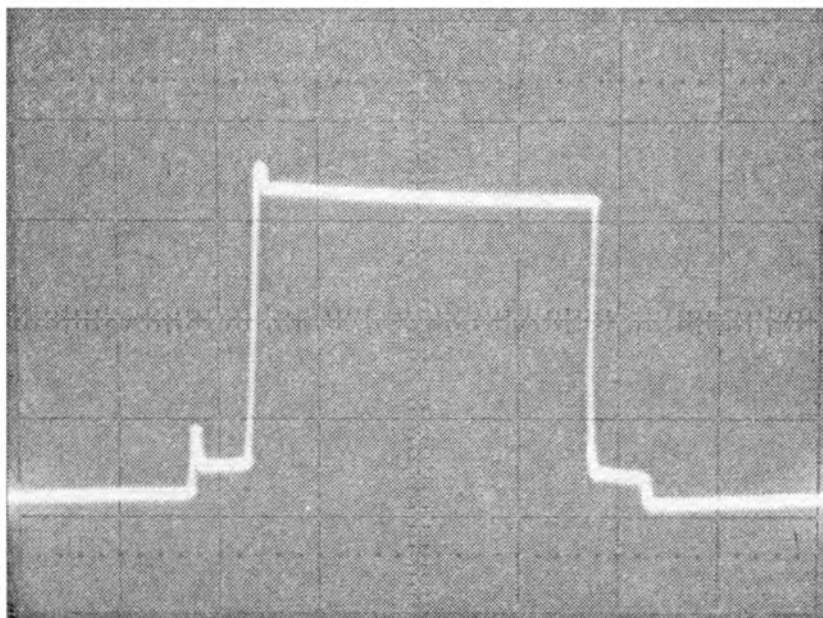


Рис. 5.10. Прямоугольный импульс напряжения

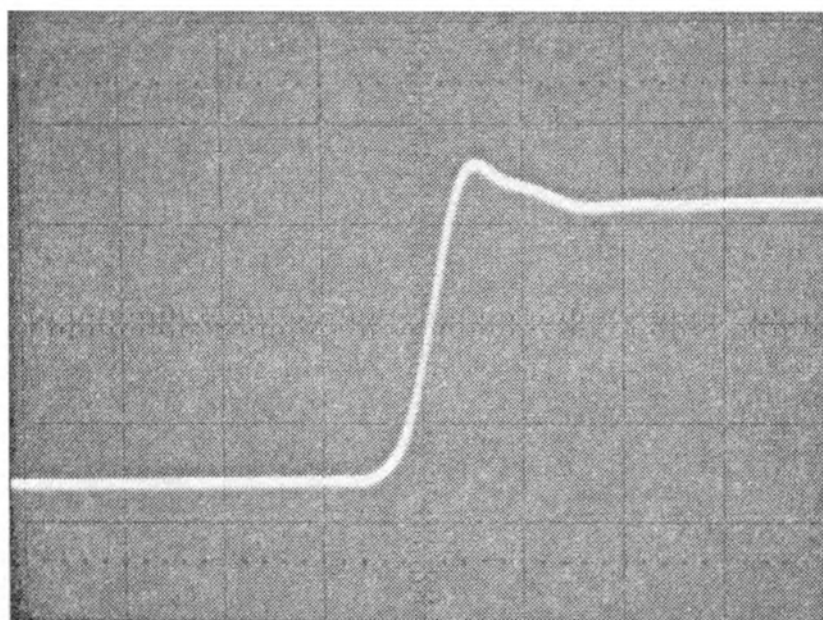


Рис. 5.11. Фронт импульса напряжения

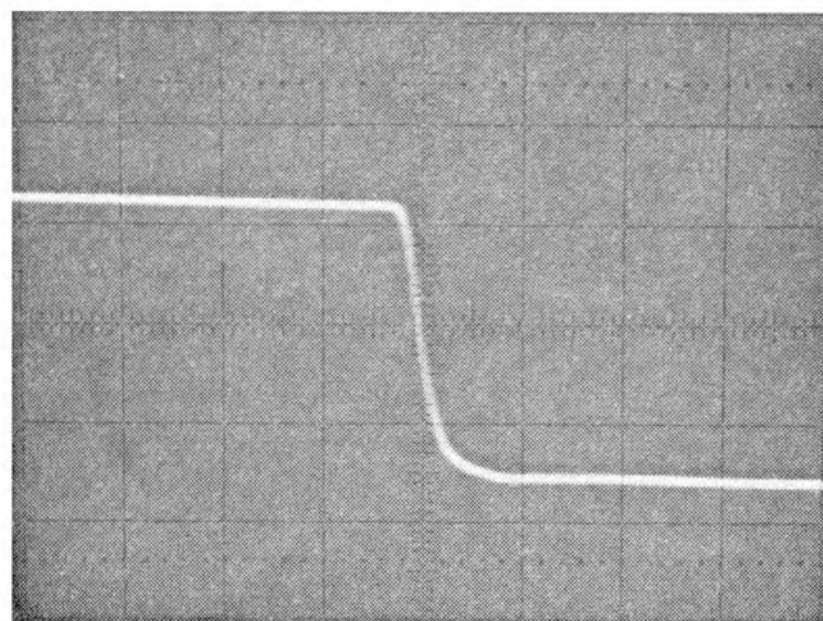


Рис. 5.12. Спад импульса напряжения

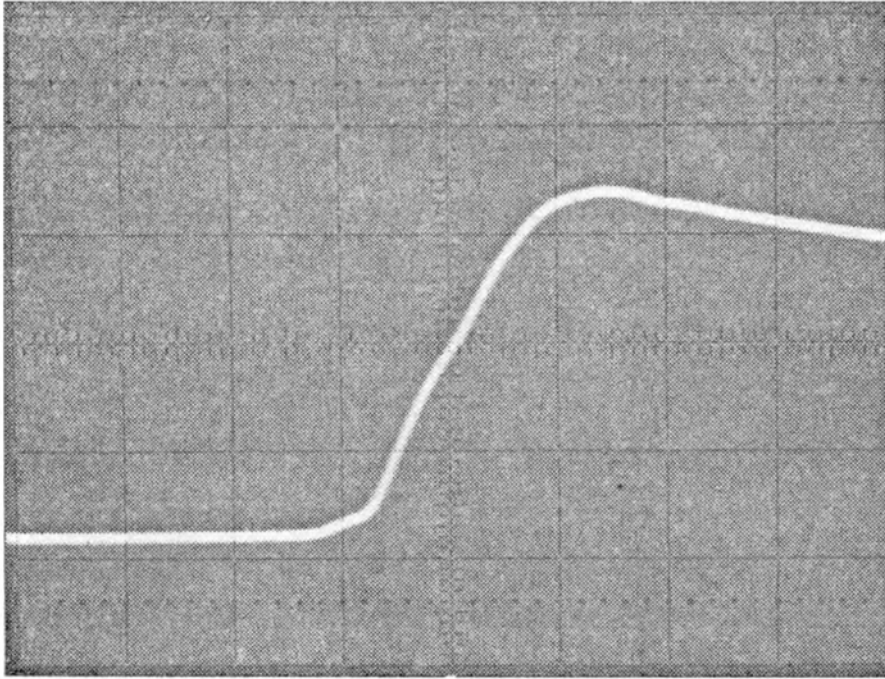


Рис. 5.13. Фронт импульса напряжения

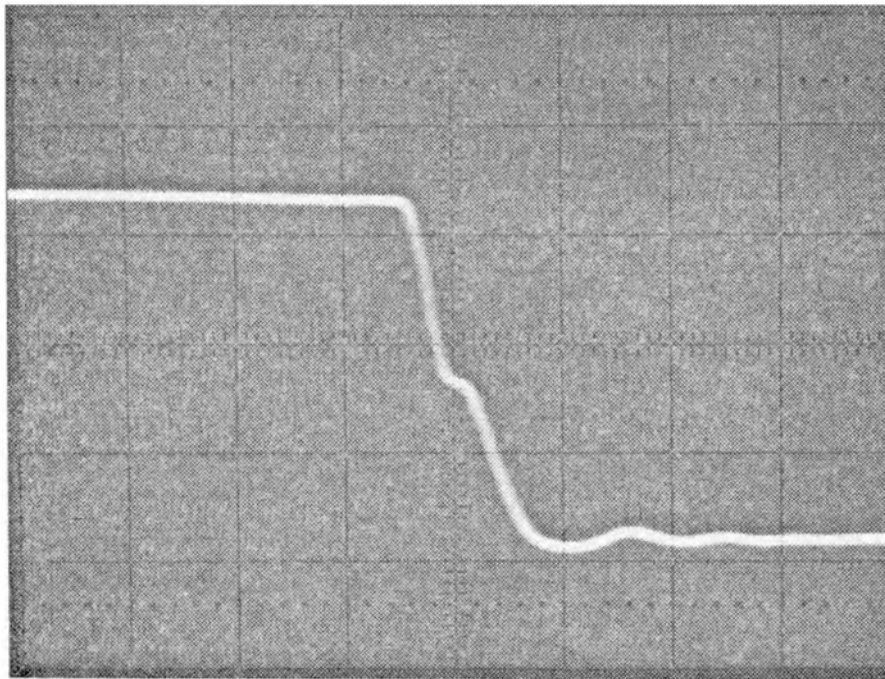


Рис. 5.14. Спад импульса напряжения

На рис. 5.15 и рис. 5.16 изображены фронт и спад импульса напряжения на выходе драйвера при использовании в качестве нагрузки МОП-транзистора IRF3205. Развертка — $0,2 \cdot 2$ мкс/деление; частота — 40,0 кГц; установка аттенюатора — 5 В/деление.

На рис. 5.17 и рис. 5.18 показаны фронт и спад импульса напряжения на выходе драйвера, нагруженного полевым транзистором IRFP460. Развертка — $0,2 \cdot 2$ мкс/деление; частота — 35,0 кГц; каждая клетка по вертикали соответствует 5 В.

Из приведенных осциллограмм можно заключить, что благодаря драйверу при подсоединении к устройству ключевого транзистора длительность спадов импульсов возрастает незначительно; затягивание фронтов также невелико.

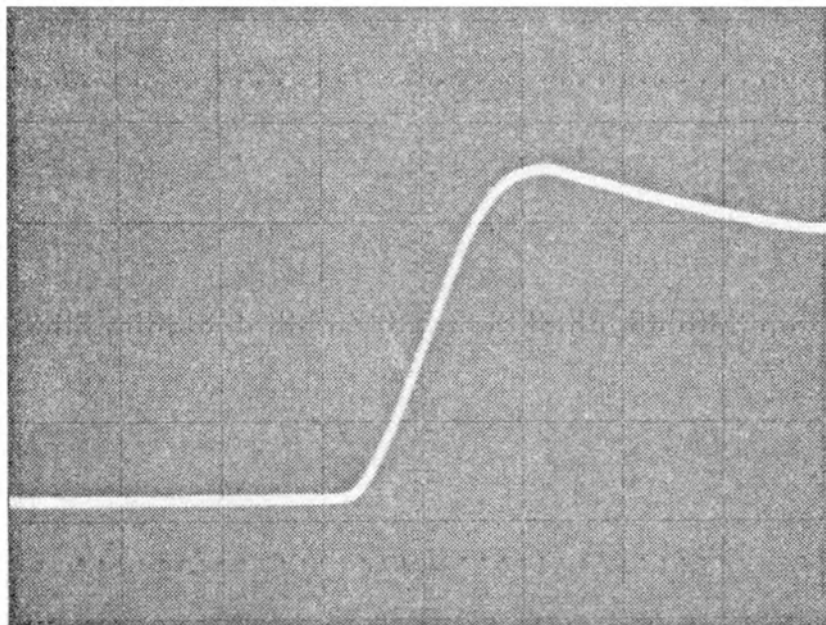


Рис. 5.15. Фронт импульса напряжения

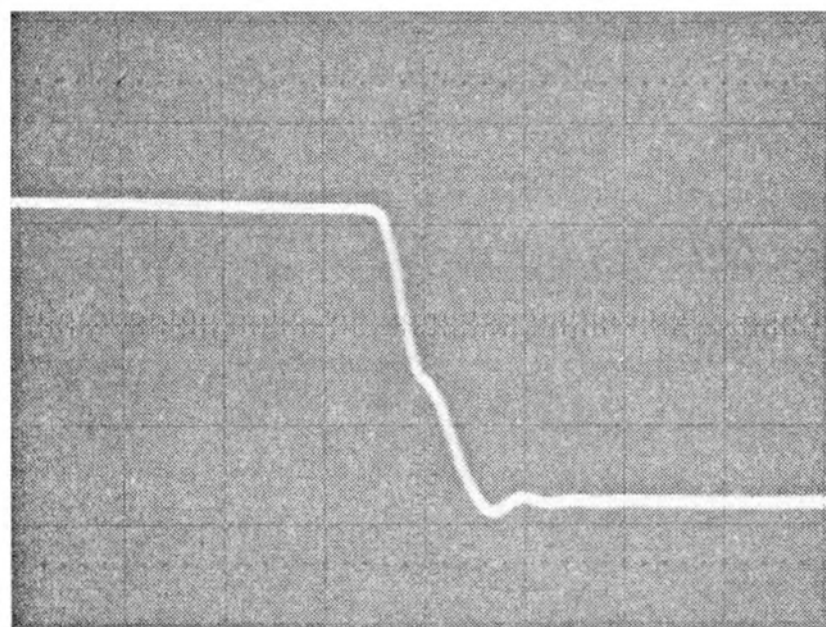


Рис. 5.16. Спад импульса напряжения

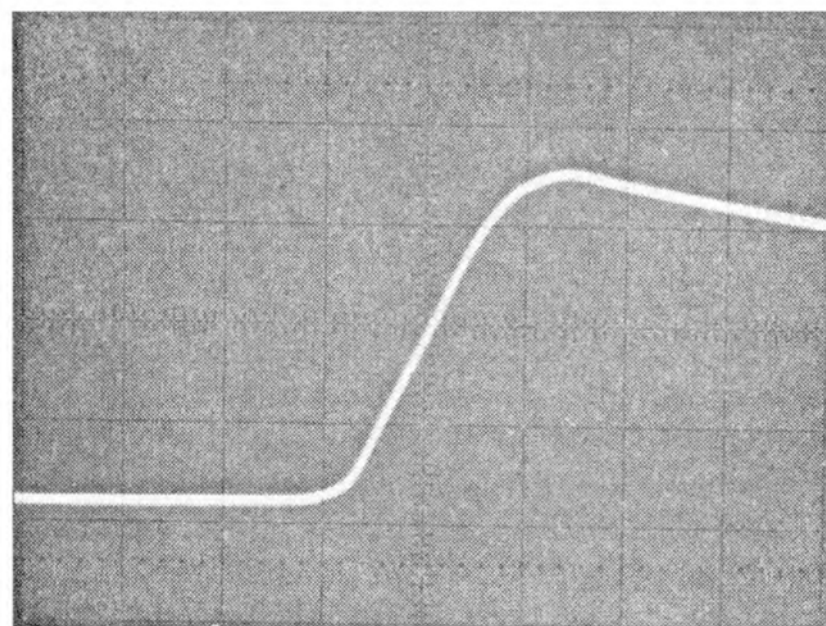


Рис. 5.17. Фронт импульса напряжения

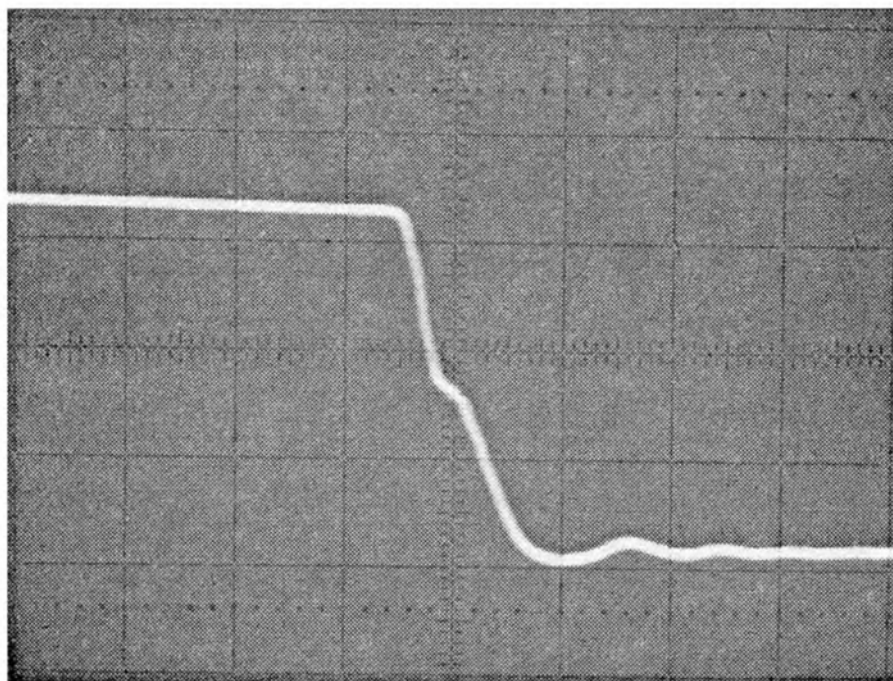


Рис. 5.18. Спад импульса напряжения

5.3. Обратногоходовой импульсный источник питания

5.3.1. Описание электропитающего устройства

Описываемое устройство предназначено для электропитания маломощных потребителей, требующих наличия гальванической развязки от бытовой сети (например, сканеров, внешних модемов, детских игрушек и пр.). Передача энергии осуществлена на высокой частоте посредством обратногоходового импульсного преобразователя. Принципиальная схема устройства дана на рис. 5.19.

Основой ИИП выступает контроллер марки TDA16833 с токовым управлением и встроенным ключевым транзистором в оконечном каскаде. Моточный компонент T1 в течение прямого хода (пока ключевой транзистор открыт) запасает энергию в магнитном поле, а в процессе обратного хода (когда транзистор закрыт) высвобождает большую ее часть в нагрузку. Микросхема DA1 осуществляет широтно-импульсную регулировку скважности импульсов, обеспечивает защиту от перегрева и от перегрузки по току нагрузки ИИП путем ограничения максимального рабочего цикла.

Источник питания собирают на печатной плате из стеклотекстолита толщиной 1,5..2 мм, которая имеет одностороннее покрытие фольгой. Чертежи печатной платы и расположения компонентов изображены на рис. 5.20.

Со стороны деталей впаяна единственная перемычка. В авторском варианте микросхема DA1 была вставлена в пластиковую панельку, из которой заблаговременно были извлечены контакты 1, 3 и 6. На рис. 5.21 представлена фотография изготовленного автором книги законченного устройства.

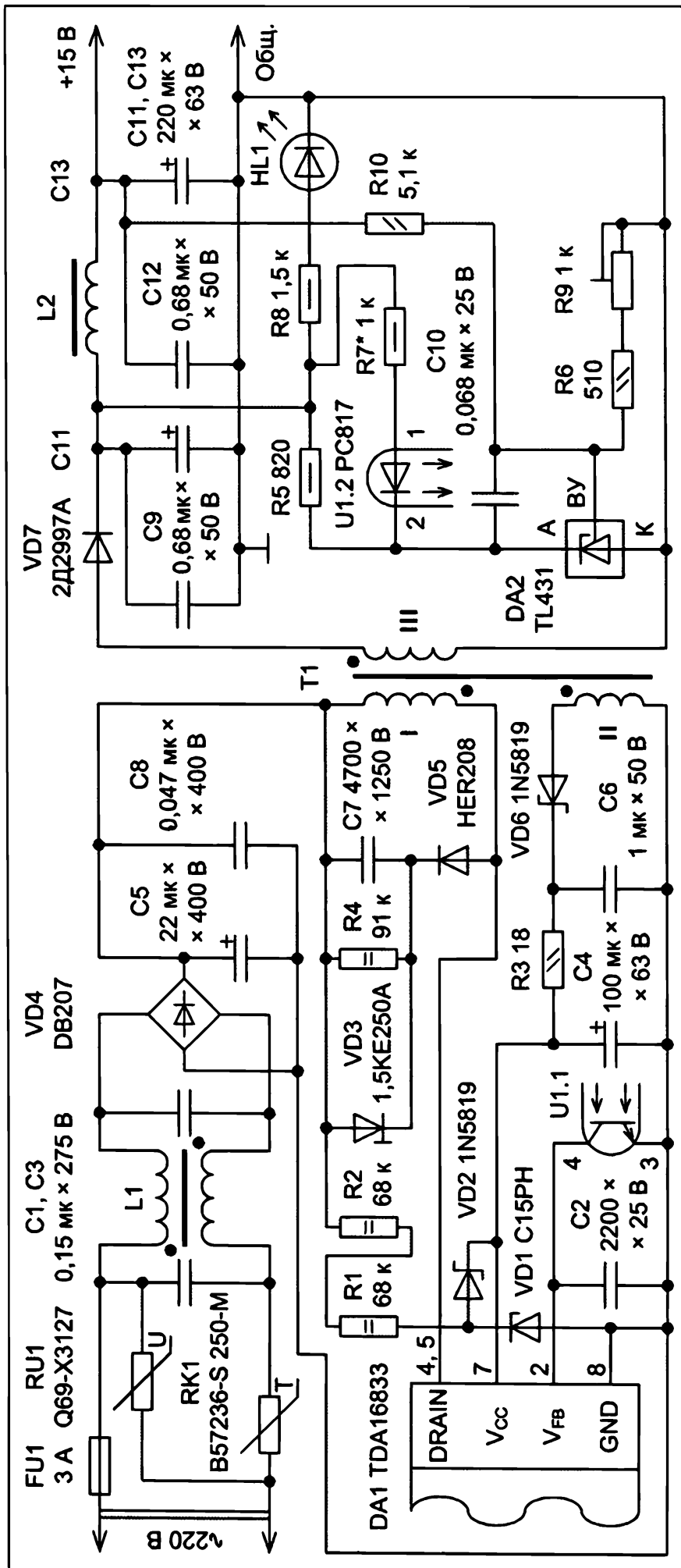


Рис. 5.19. Схема импульсного источника электропитания

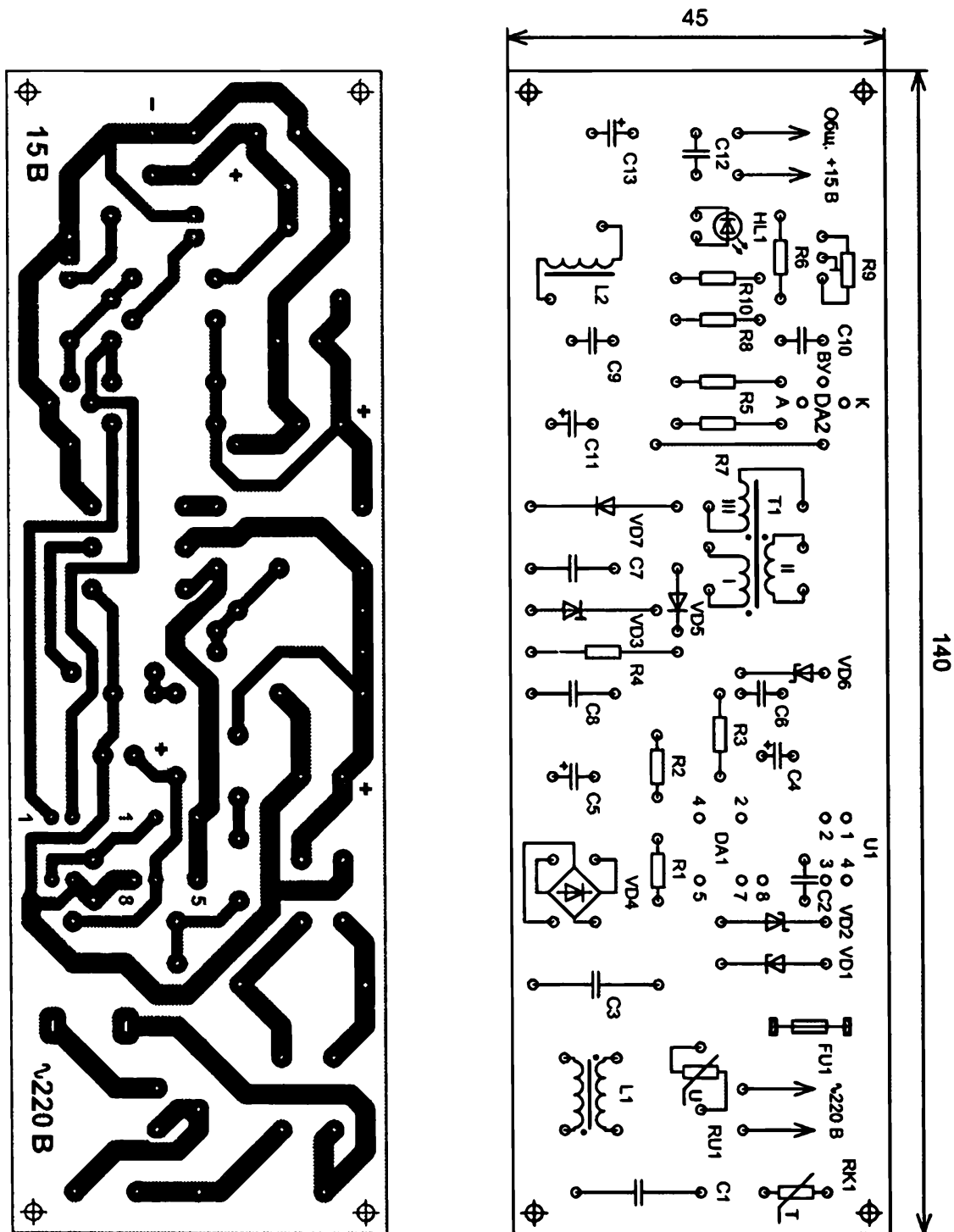


Рис. 5.20. Чертеж печатной платы и сборочный чертеж

5.3.2. Основные технические характеристики

| | |
|--|---------------|
| Переменное напряжение питающей сети, В | 220 +15% -20% |
| Частота питающего напряжения, Гц | 40..400 |
| Номинальное постоянное выходное напряжение, В | 15 |
| Наибольший ток нагрузки, А | 1 |
| Частота преобразования, кГц | 100 |
| Ток холостого хода, мА | 26 |
| Амплитуда пульсации выходного напряжения, мВ, не более | 55 |
| КПД устройства, не менее, % | 72 |
| Габаритные размеры платы с деталями, мм | 140×45×30 |

| | |
|---|----|
| Удельная мощность, Вт/дм ³ | 80 |
| Масса ИИП (без учета корпуса и проводов), г, не более | 80 |

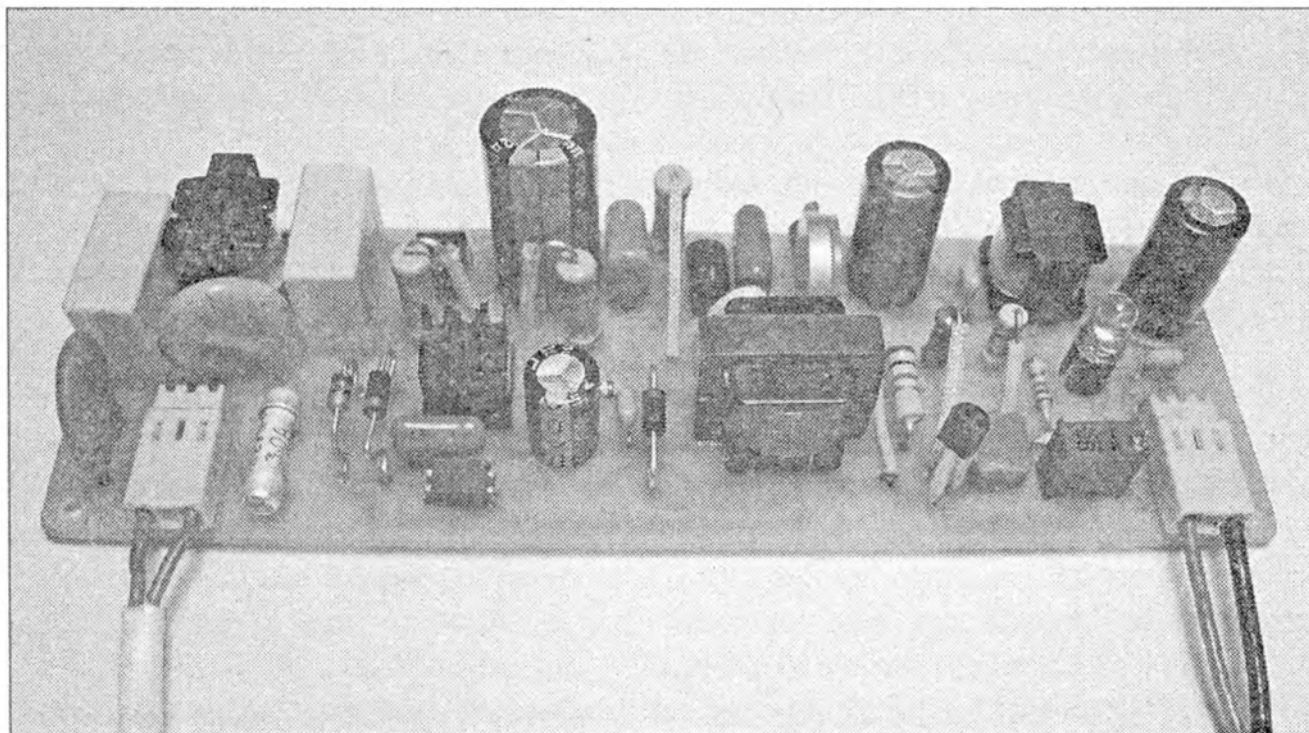


Рис. 5.21. Фотография электропитающего устройства

5.3.3. Назначение и возможные замены компонентов

Плавкий предохранитель FU1 марки ВП1-2В, впаиваемый в печатную плату, защищает питающую сеть от экстратока в случае отказа компонентов ИИП.

Термистор RK1 с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления уменьшает импульс пускового тока, инициируемый процессом заряда конденсатора С5. Термистор марки В57236-S 250-М, имеющий типовое сопротивление в холодном состоянии 25 Ом, можно поменять на компоненты В57153-S 330-М, SCK-202, SCK-203 или SCK-472.

Варистор RU1 подавляет перенапряжения, которые возникают в питающей сети и поступают на входные цепи ИИП. Его можно поменять на приборы В72207-S381-K101, В72220-S381-K101, В72214-S421-K101, В72220-S421-K101, FNR10K561, TVR10561 или TVR20621.

Специализированная микросхема DA1 марки TDA16833, изготовленная фирмой "Infineon Technologies", заключена в типовой корпус DIP-8 и имеет следующее назначение выводов [59, с. 351, 352]:

- 2 — вывод цепи обратной связи;
- 4 и 5 — сток МОП-транзистора оконечного каскада;
- 7 — вывод питания внутренних систем микросхемы;
- 8 — локальный общий провод.

Выводы 1, 3 и 6 не задействованы. К пластиковому корпусу микросхемы DA1 необходимо приклеить эпоксидным компаундом миниатюрный охладитель с площадью поверхности 3 см². Если охладитель будет меньшей площади, то ИИП мо-

жет не отдать в нагрузку требуемый ток ввиду срабатывания системы тепловой защиты микросхемы.

Постоянный ток, протекающий по резисторам R1 и R2, обеспечивает запуск генерации микросхемы DA1. Стабилитрон VD1 не позволяет постоянному напряжению, приложенному между выводами 7 и 8 микросхемы, превысить примерно 14,5 В. Диод VD2 не допускает перегрузки по току стабилитрона VD1 в случае, если по какой-либо причине напряжение на конденсаторе C4 вспомогательного выпрямителя станет выше напряжения электрического пробоя стабилитрона. Номинальная мощность резисторов R1 и R2 была выбрана с учетом напряжения, которое эти детали способны выдержать без развития пробоя. Стабилитрон VD1 марки C15PH можно поменять на KC215Ж, KC515A, BZX55F-15V, BZX79C-15V, BZX85C-15V, BZV85C-15V или 1N4744A, а диод VD2 — на КД102Б, 1N4933, 1N4934, FYR120, MUR120, SF11, SF12 или UF4002.

Конденсаторы C1, C3 X-типа и двухобмоточный дроссель L1 образуют П-образный помехоподавляющий фильтр, препятствующий проникновению пульсаций из нашего устройства в питающую сеть. Конденсаторы C1 и C3, предназначенные для функционирования на переменном токе, можно применить марок B32912-A3154-M, B32922-C3154-M, B81133-C1104-M, B81133-C1224-M или B81133-D1104-M. Двухобмоточный дроссель L1, снижающий дифференциальные помехи, выполнен на Ш-образном магнитопроводе типоразмером Ш5×5 из феррита 2000НМ или подобного. Протяженность немагнитного зазора в сердечнике составляет 0,4 мм. Каждая из обмоток дросселя содержит по 100 витков, уложенных одновременно в два провода марки ПЭЛШО диаметром 0,23 мм с учетом толщины изоляции. Индуктивность каждой обмотки будет примерно по 370 мкГн.

Демпфирующая RCD-цепь, собранная на компонентах C7, R4, VD3 и VD5, уменьшает амплитуду выбросов напряжения ЭДС обмотки I моточного компонента T1. Этим она не допускает пробой напряжением встроенного в микросхему DA1 оконечного транзистора. Высокочастотный высоковольтный конденсатор C7 был применен марки СВВ81. Вместо этого импортного полипропиленового конденсатора не исключено использование отечественного конденсатора типа К78-2. Все задействованные в устройстве постоянные резисторы могут быть марок МЛТ, ОМЛТ, С2-22, С2-23 или Р1-4. Кремниевый диод VD5 марки HER208 можно поменять на HER308, UF1010, UF4007 или UF5408, а защитный диод VD3 — на 1,5KE200A, 1,5KE220A или 1,5KE300A.

Выпрямитель сетевого напряжения представлен диодным мостом VD4 и емкостным фильтром, состоящим из конденсаторов C5 и C8. Конденсатор C8 типа СВВ81, К73-17 или К78-2, обладающий низким паразитным сопротивлением, шунтирует алюминиевый электролитический конденсатор C5 по высокой частоте. Диодную сборку VD4 марки DB207 допустимо поменять на 2W10M, КВР06, КВР08, RS206, RC207, КВР210, RS207 или аналогичную.

Детали C4, C6, R3, VD6 образуют вспомогательный однополупериодный выпрямитель с фильтром, что питает внутренние цепи микросхемы DA1 в стационарном режиме. Диод Шоттки VD6 можно поменять на компоненты 11DQ06, 11DQ10, MBR160, SB140, SB160, SB1100, SB2100, SR106, SR160 или SR180. Конденсаторы C4, C6 и резистор R3 формируют П-образный сглаживающий фильтр. Керамические конденсаторы C2, C6, C9, C10 и C12 можно взять серий К10-17, КМ5 или аналогичных.

Моточный компонент Т1 имеет магнитопровод типоразмером Ш6×6 из феррита 2000НМ. Первичная обмотка (I) состоит из 150 витков провода ПЭЛШО с диаметром по изоляции 0,23 мм. Обмотка связи (II) выполнена 16 витками провода ПЭЛШО диаметром по изоляции 0,23 мм. Вторичная обмотка (III) содержит 17 витков из двух сложенных вместе проводов ПЭВ-2 с диаметром каждого по меди 0,41 мм. Первичная обмотка разделена на две идентичные секции, между которыми размещены обмотки II и III. Между обмотками следует проложить три слоя изоляции из тонкой фторопластовой или лакотканевой пленки. Суммарный немагнитный зазор в сердечнике, обеспечиваемый прокладкой, вырезанной из стеклотканевой ленты, составляет 0,4 мм. Зазор в центральном керне имеет толщину 0,2 мм, а на каждом из боковых кернов — по 0,2 мм.

Диод VD7 выпрямляет импульсы тока, поступающие с обмотки III моточного компонента Т1. На один из выводов диода с целью подавления паразитных колебательных процессов и снижения электромагнитных излучений желательнее нанизать ферритовую бусинку, например, тороидальной формы типоразмером К5×4×1 или меньше. Марка феррита — любая. Бусинку закрепляют на выводе каплей клея. Диод VD7 марки 2Д2997А можно поменять на компоненты 31DQ10, SB3100 или SB5100. Конденсаторы С9, С11–С13 и дроссель L2 выполняют роль П-образного сглаживающего пульсации фильтра. Керамические конденсаторы С9 и С12 шунтируют по высокой частоте соответствующие алюминиевые электролитические конденсаторы С11 и С13. Дроссель L2 выполнен на ферритовом Ш-образном магнитопроводе с сечением центрального керна 5,5×2,5 мм. Обмотка имеет 73 витка провода ПЭВ-2 или ПЭТВ с диаметром по изоляции 0,6 мм. Индуктивность обмотки — 150 мкГн. Величина немагнитного зазора в сердечнике — 0,6 мм.

Компоненты DA2, R5–R7, R9, R10 и U1.2 образуют цепь слежения за флюктуациями выходного напряжения ИИП. Резисторы R6, R9 и R10 — это перестраиваемый делитель напряжения, подаваемого на вход микросхемы DA2. Подстроечный резистор R9 можно применить серий 3296W, 3296X или 3266, 3329 фирмы “Bourns”. Вместо импортного компонента TL431 допустимо использовать отечественный аналог КР142ЕН19А. Оптрон U1 можно поменять на приборы LTV817, РС816 или LTV816. Фототранзистор оптрона U1.1 зашунтирован конденсатором С2 для повышения помехоустойчивости.

Светодиод HL1 и постоянный резистор R8, ограничивающий силу протекающего по этим компонентам тока, образуют цепь индикации включения ИИП в сеть. Светодиод HL1 марки L-1593УТ допустимо поменять, например, на КИПД40Н40-Ж-П7, КИПД89Н60/30-Ж-П, КИПМО5Д-1Ж, L-63УТ, L-132ХУД, L-153УДТ, L-173УД, L-383УДТ, L-934SYС, L-1053УДТ, L-1344УД, L-1513УС, L-1543SYС-Н или OSY5PA5C13С.

5.3.4. Настройка и регулировка

Вначале следует тщательно проверить монтаж и фазировки обмоток компонента Т1. Первое включение ИИП в сеть необходимо проводить с подключенным эквивалентом нагрузки, в качестве которого целесообразно задействовать остеклованный резистор сопротивлением 33 Ом и мощностью не менее 10 Вт. Ни в коем случае нельзя сразу пробовать питать штатную нагрузку, поскольку возможен выход ее из строя. Полезно проверить форму импульсов напряжения на обмотке III

компонента Т1. Она должна соответствовать рис. 5.22 (длительность развертки — 2 мкс/деление).

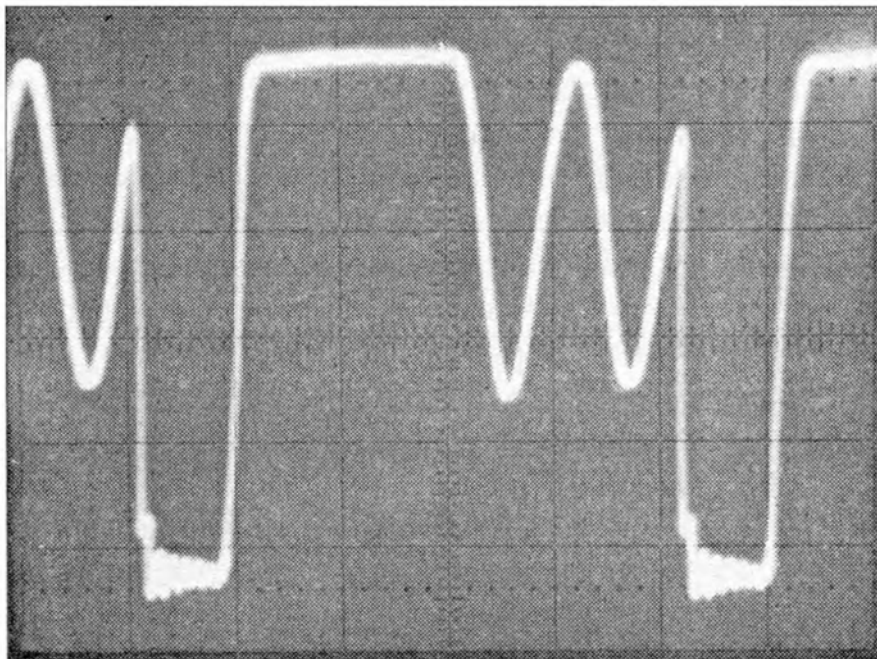


Рис. 5.22. Импульс напряжения на вторичной обмотке компонента Т1

Регулировка заключается в установке с помощью подстроечного резистора R9 постоянного выходного напряжения ИИП в 15 В.

5.4. Задающий генератор для одноконтурного преобразователя

5.4.1. Описание изделия

Простой генератор, описываемый ниже, вырабатывает однополярные импульсы напряжения прямоугольной формы, с помощью которых управляют одноконтурным преобразователем ИИП с двумя электронными ключами. В случае функционирования совместно с одноконтурным преобразователем, имеющим единственный электронный ключ, задействуют только один из выходов задающего генератора, а компоненты цепи форсированного разряда затворной емкости другого на плате не распаивают. Устройство позволяет плавно регулировать частоту формируемых импульсов. В качестве нагрузок к задающему генератору подключают БТИЗ или МОП-транзисторы. Принципиальная схема задающего генератора изображена на рис. 5.23.

5.4.2. Основные технические характеристики

| | |
|---|-------------|
| Переменное напряжение питающей сети, В | 220 |
| Диапазон перестройки частоты генерации, кГц | 16,9..102,7 |
| Длительность фронтов (без нагрузки, $f = 30$ кГц), мкс | 0,20 |
| Длительность спадов (без нагрузки, $f = 30$ кГц), мкс | 0,24 |
| Длительность фронтов (без нагрузки, $f = 100$ кГц), мкс | 0,28 |
| Длительность спадов (без нагрузки, $f = 100$ кГц), мкс | 0,36 |
| Амплитуда напряжения выходных импульсов, В | 13 |

Потребляемая без
нагрузок мощность, Вт,
не более 1,7

Масса устройства, г,
in situ 227

Габаритные размеры, мм 100×75×33

Максимальная сила переменного тока, текущего по вторичной обмотке II трансформатора TV1, при минимальной частоте генерации не превышает 90 мА, а при максимальной частоте — 103 мА.

Генератор был включен в сеть без нагрузки при температуре окружающей среды +25°C. По истечении трех часов наибольшая температура была зарегистрирована у следующих компонентов:

- интегральный стабилизатор DA1 — 49°C;
- резисторы R11 и R12 — 45°C;
- линейный трансформатор TV1 — 44°C;
- диодная сборка VD1 — 42°C;
- оксидный конденсатор C5 — 42°C;
- контроллер DA2 — 41°C;
- МОП-транзисторы VT2 и VT3 — 37°C;
- диоды Шоттки VD5 и VD6 — 37°C;
- резисторы R13 и R14 — 37°C;
- МОП-транзистор VT1 — 35°C;
- стабилитроны VD7 и VD8 — 34°C;
- магнитопровод трансформатора TV2 — 33°C.

Фотография собранного задающего генератора со стороны размещения подавляющего большинства деталей представлена на рис. 5.24, а фотография со стороны печатных проводников — на рис. 5.25.

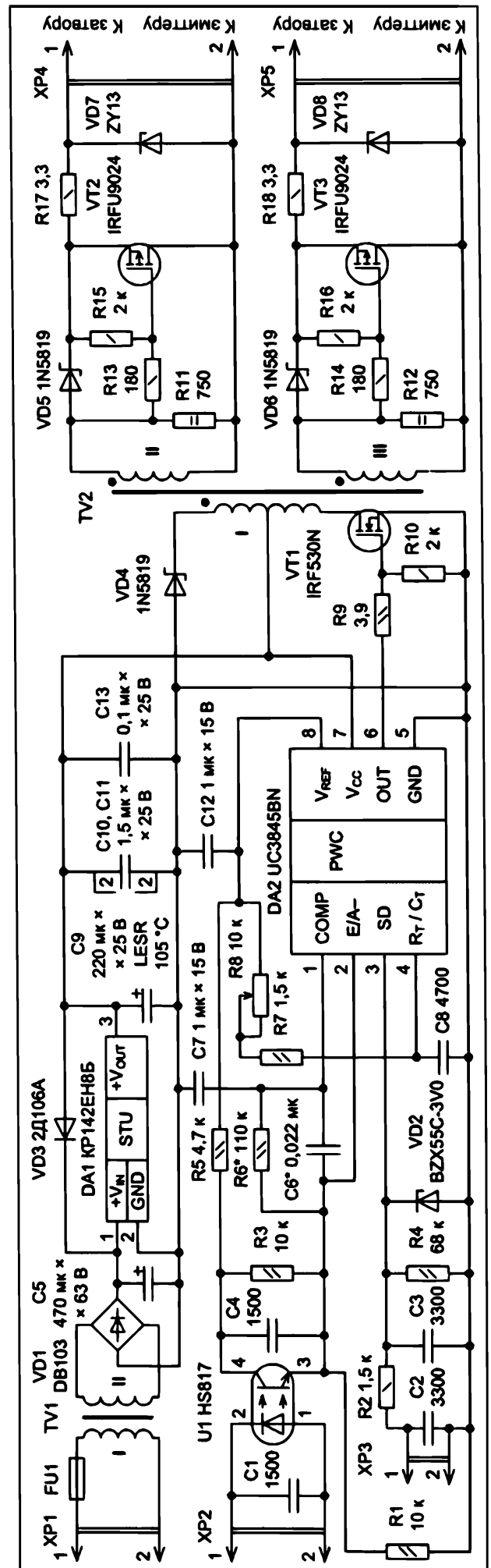


Рис. 5.23. Однотактный задающий генератор

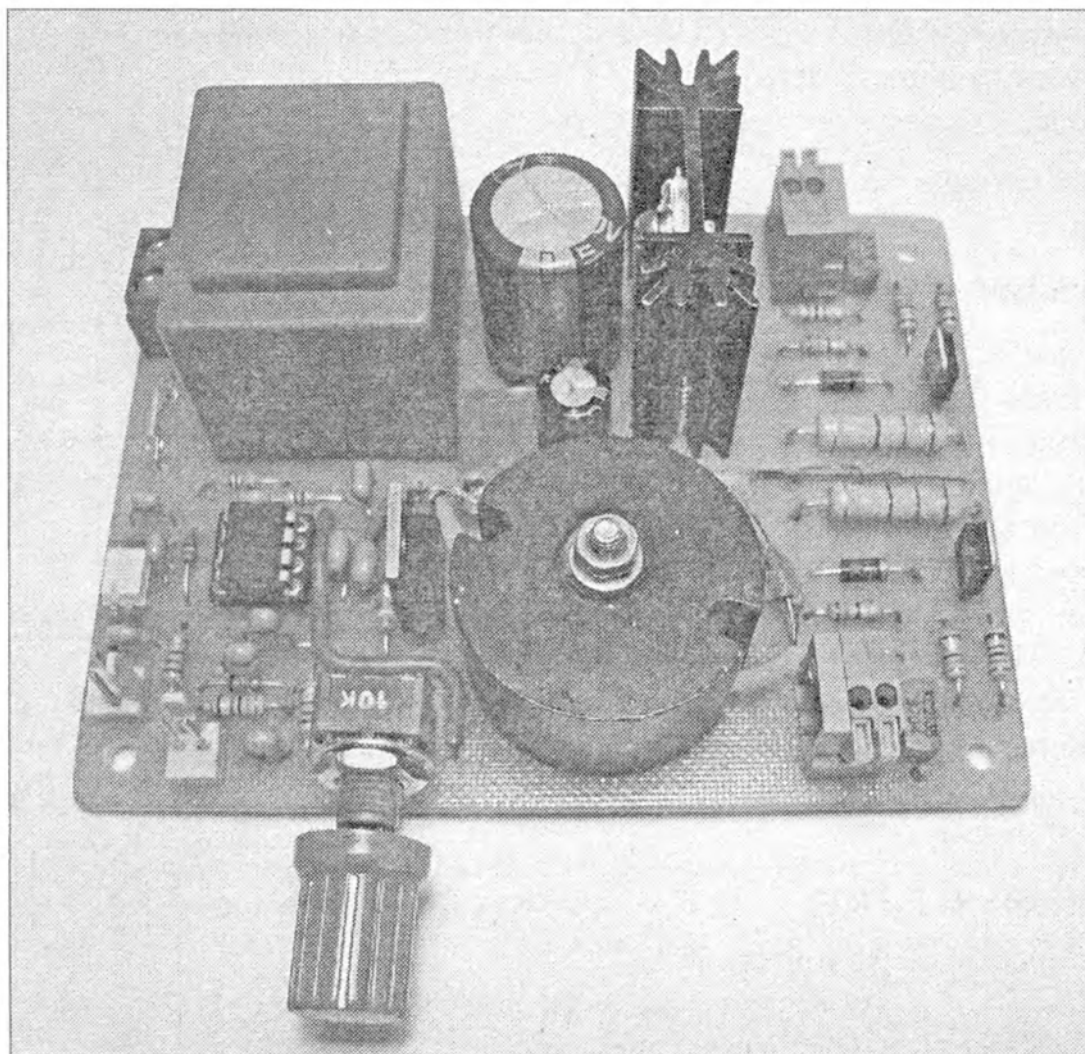


Рис. 5.24. Вид задающего генератора со стороны корпусов компонентов

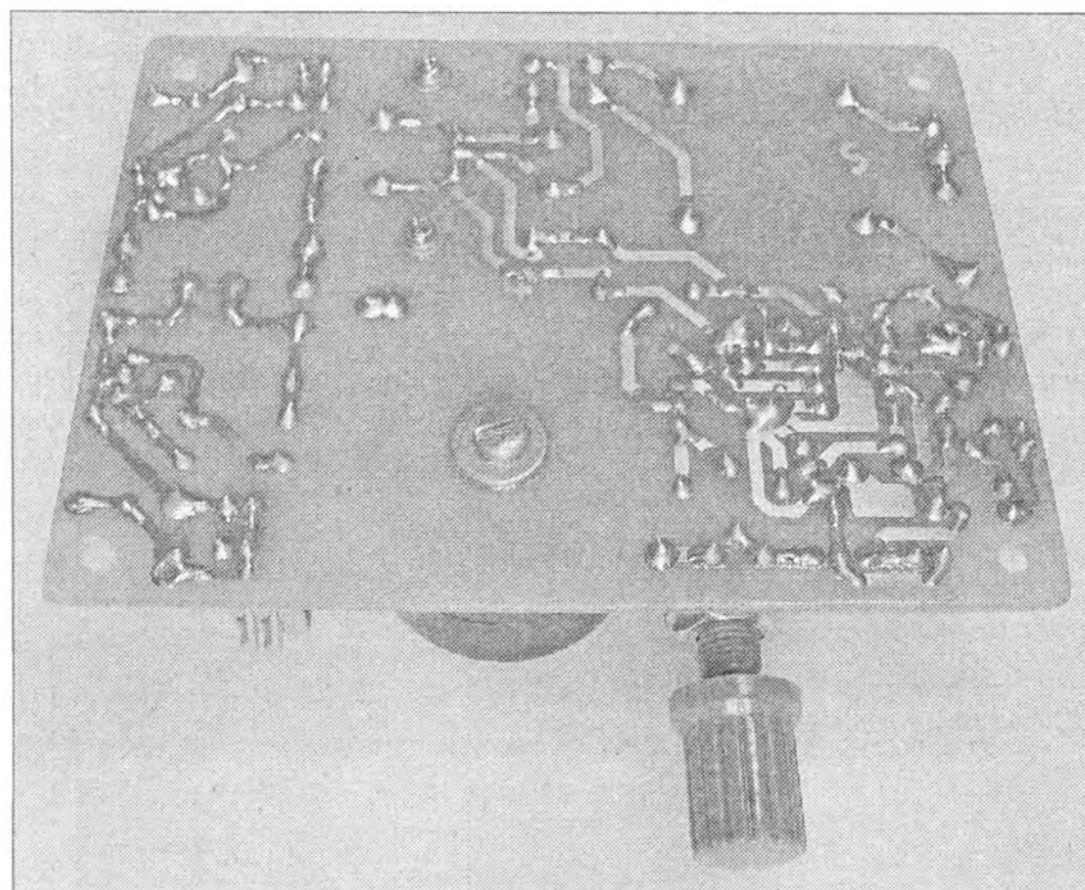


Рис. 5.25. Вид на монтаж задающего генератора

5.4.3. Назначение компонентов

Разъем XP1 — сетевой. Предохранитель FU1 отключает компоненты задающего генератора от питающей сети в случае возникновения внештатной ситуации. Линейный трансформатор TV1 понижает напряжение на вторичной обмотке относительно напряжения на первичной обмотке и обеспечивает гальваническую развязку компонентов генератора от сети. Диодный мост VD1 выпрямляет ток вторичной обмотки трансформатора, а оксидный конденсатор C5 уменьшает пульсации. Флюктуирующее постоянное напряжение с конденсатора C5 поступает на вход интегрального стабилизатора напряжения DA1, а с его выхода — на конденсаторы C9–C11, C13, замыкающие на локальный общий провод высокочастотные пульсации. Снимаемое с керамических конденсаторов C10, C11 и C13 напряжение +12 В приложено к выводам питания 7 и 5 микросхемы DA2. Диод VD3 исключает пробой обратным напряжением интегральной микросхемы DA1.

С помощью разъема XP2 к задающему генератору подключают цепь регулирования коэффициента заполнения вырабатываемых импульсов, что, в частности, позволяет осуществить широтно-импульсную стабилизацию в ИИП.

Оптрон U1 обеспечивает гальваническую развязку компонентов задающего генератора и цепи внешнего регулирования. Постоянные резисторы R1, R3, R5 и фототранзистор оптрона U1 образуют делитель напряжения между выводами 8 и 5 микросхемы DA2. Интенсивность излучения светодиода оптрона U1 влияет на сопротивление между выводами коллектор-эмиттер его фототранзистора, а это вызывает изменение напряжения, приложенного между инвертирующим выводом 2 усилителя сигнала ошибки и выводом 5 локального общего провода микросхемы DA2. Если светодиод оптрона U1 не излучает, то его фототранзистор закрыт, и он практически не влияет на параметры делителя напряжения, которые обуславливают низкое напряжение, приложенное между выводами 2 и 5 ИМС DA2. Ввиду того, что мал сигнал, подаваемый на инвертирующий вход усилителя сигнала ошибки, коэффициент заполнения импульсов, генерируемых контроллером DA2, велик. Если светодиод оптрона U1 излучает, то фототранзистор шунтирует резистор R3, и происходит автоматическая перестройка параметров делителя напряжения таким образом, что возрастает постоянное напряжение, приложенное между выводами 2 и 5 ИМС DA2. В связи с тем, что велик сигнал, подаваемый на инвертирующий вход усилителя сигнала ошибки, коэффициент заполнения импульсов, генерируемых контроллером DA2, мал.

Контроллеры UC3844 и UC3845 способны функционировать при пятидесятипроцентном рабочем цикле. Подробные справочные данные на эти специализированные микросхемы можно обнаружить в литературе [95, с. 103–113]. Керамические конденсаторы C1 и C4 подавляют напряжения наводок, высокочастотных помех.

На контакты разъема XP3 подают сигнал блокировки генерации импульсов, например, с выхода системы защиты от протекания в цепи чрезмерно большого тока или с датчика тока намагничивания моточного компонента. Напряжение сигнала о перегрузке поступает на помехоподавляющий П-образный фильтр, выполненный на компонентах C2, C3 и R2, а сглаженное напряжение с его выхода приложено между выводами 3 и 5 микросхемы DA2.

Низковольтный стабилитрон VD2 ограничивает напряжение на выходе П-образного фильтра на уровне, исключающим повреждение аналогового входа ИМС DA2. Постоянный резистор R4 шунтирует вход запрета генерации импульсов, снижая его входное сопротивление и повышая помехоустойчивость.

Коррекцию усилителя сигнала ошибки осуществляют компоненты C6 и R6. Керамический конденсатор C7 шунтирует по высокой частоте вывод 1 (вход компаратора) на локальный общий провод 5 микросхемы DA2. Фильтрацию опорного напряжения осуществляет керамический конденсатор C12. Компоненты C8, R7 и R8 — частото задающие. Через резисторы R7 и R8 происходит заряд конденсатора C8, а разряд конденсатора — через цепь внутри микросхемы DA2. Емкость конденсатора C8 определяет длительность пауз между импульсами. Переменным резистором R8 производят многократные регулировки частоты генерации импульсов.

Оконечный каскад микросхемы DA2 нагружен на выводы затвор-исток n-канального полевого транзистора VT1, который предназначен для упрочнения импульсов. Резисторы R9, R13, R14, R17 и R18 понижают амплитуды импульсов токов перезаряда затворных емкостей, снижают скорости нарастания управляющих напряжений. Резисторы R10, R15 и R16 помогают разряжать емкости затвор-исток транзисторов VT1, VT2 и VT3 соответственно в паузах между импульсами. Вывод стока транзистора VT1 подключен к половине первичной обмотки компонента TV2, осуществляющего гальваническую развязку. Размагничивание сердечника компонента TV2 в течение длительности обратного хода обеспечивает другая половина первичной обмотки совместно с соединенным с ней обратным диодом Шоттки VD4.

В течение прямого хода происходит трансформация импульсов напряжения, приложенных к первичной обмотке моточного компонента TV2, в результате чего на резисторах R11 и R12, демпфирующих вторичные обмотки II и III, синхронно возникают импульсы напряжения. Кроме того, резисторы R11 и R12 способствуют размагничиванию сердечника компонента TV2 в течение длительности обратного хода. Во время прямого хода происходит отпирание транзисторов электронных ключей, подсоединенных к разъемам XP4 и XP5. Ток управления транзистором, подсоединенным к разъему XP4, течет по цепи от обозначенного на схеме точкой вывода обмотки II компонента TV2 через открытый диод VD5, по резистору R17, выводам затвор-исток (или затвор-эмиттер) ключевого транзистора, с которого поступает на непомяченный вывод обмотки II TV2. Ток заряда транзистора, подсоединенного к разъему XP5, протекает по цепи от отмеченного на схеме точкой вывода обмотки III через диод Шоттки VD6, по резистору R18, выводам затвор-исток (или затвор-эмиттер) ключевого транзистора, а с него поступает на необозначенный вывод обмотки III компонента TV2. В течение прямого хода p-канальные полевые транзисторы VT2 и VT3 закрыты, поскольку к их затворам приложено положительное напряжение относительно истоков.

В течение обратного хода прямой ток по диодам Шоттки VD5 и VD6 не течет, а p-канальные полевые транзисторы VT2 и VT3 открыты в связи с тем, что к их затворам приложено отрицательное напряжение относительно истоков. Происходит форсированный разряд емкостей затвор-исток (или затвор-эмиттер) транзисторов электронных ключей. Ток течет по цепям от контакта 1 разъема XP4 через резистор R17, по выводам исток-сток транзистора VT2 к контакту 2 разъема XP4,

а также от вывода 1 разъема XP5 по резистору R18, выводам исток-сток транзистора VT3 к выводу 2 разъема XP5. Кроме того, разрядам затворных емкостей электронных ключей способствуют резисторы R13, R15 и R14, R16. При использовании высокочастотных биполярных транзисторов в качестве компонентов VT2 и VT3 резисторы R15 и R16 не устанавливаются, а параллельно стабилитронам VD7 и VD8 впаивают постоянные резисторы сопротивлением примерно 2 кОм, что было учтено при разработке печатной платы. Стабилитроны VD7 и VD8 не позволяют напряжениям управления электронными ключами превысить максимально допустимое значение для конкретных типов транзисторов.

5.4.4. Возможные замены компонентов

Все резисторы и конденсаторы должны быть малогабаритными. Максимально допустимая температура для оксидных конденсаторов C5 и C9 должна составлять +105°C. Желательно, чтобы конденсатор C9 обладал низким внутренним сопротивлением.

Линейный трансформатор TV1 был взят ТПК-2 (ТПГ-2), развивающий максимальную выходную мощность 2,55 Вт. Он обеспечивает переменное напряжение на вторичной обмотке 15 В при наибольшей нагрузке и позволяет снимать с нее максимальный ток в 170 мА.

Оптрон U1 марки HS817 можно поменять на PC816, PC817 или аналогичный. Возможна замена диодной сборки VD1 марки DB103 на B200D, DB102, DB104, DF01, DF02 или DF04.

Стабилитрон VD2 марки BZX55C-3V0 ограничивает напряжение на уровне примерно 3 В. Его допустимо поменять на BZX83C-3V0, BZX85C-3V0, BZX55C-3V3, BZX85C-3V3 или 1N4728A.

Диод VD3 может быть марки 2Д106А, 1N4934, FR103, SF12, UF4002 или подобной.

Интегральный стабилизатор DA1 марки KP142EH8B можно поменять на L7812CV или 78S12CV. Микросхему закрепляют на алюминиевом охладителе HS205-30 с двухсторонним расположением ребер. Зону прижатия фланца и охладителя покрывают тонким слоем теплопроводящей пасты.

Микросхему DA2 UC3845 допустимо поменять на UC3844. Диоды Шоттки VD4–VD6 марки 1N5819 можно поменять на MBR160, SB140, SB160, SB1100, SB2100, SR106, SR160, SR180 или SR1100.

Полевой транзистор VT1 с каналом n-типа имеет марку IRF530N. Его можно поменять на IRFB4212, IRF520, IRF540N, IRF640N или аналогичный.

Магнитопровод моточного компонента TV2 обладает типоразмером Ч30, изготовлен из феррита марки M2000HM-15 и выполнен согласно ПЯ0.707.402 ТУ. Между чашками помещена прокладка из стеклоткани толщиной 0,3 мм. Таким образом, полный зазор на пути магнитного потока составляет 0,3 + 0,3 мм. Первичная обмотка I имеет 42 + 42 витка, а каждая из вторичных обмоток II и III содержит по 48 витков. Между первичной и вторичными обмотками прокладывают изоляцию: несколько слоев фторопластовой ленты, ширина которой соответствует ширине заполняемой проводом зоны пластмассовой шпули. Диаметр проводов ПЭВ-2 или ПЭТВ всех обмоток был одинаков и с учетом толщины изоляционного покрытия из лака составлял 0,32 мм.

Полевые транзисторы VT2 и VT3 с каналом p-типа марки IRFU9024N (тип корпуса — TO-251AA) заменимы на IRF5210LPBF, IRFU5305PBF.

Сигнальные разъемы XP4 и XP5 были применены типа 141V с прижимными контактами, изготовленные фирмой “Jieke”.

Стабилитроны VD7 и VD8 можно использовать марок 1N4743A, BZX85C-13V, KC213B или подобных.

5.4.5. Конструкция

Монтаж деталей задающего генератора был выполнен на печатную плату из одностороннее фольгированного стеклотекстолита. Чертеж печатной платы показан на рис. 5.26, а сборочный чертеж — на рис. 5.27.

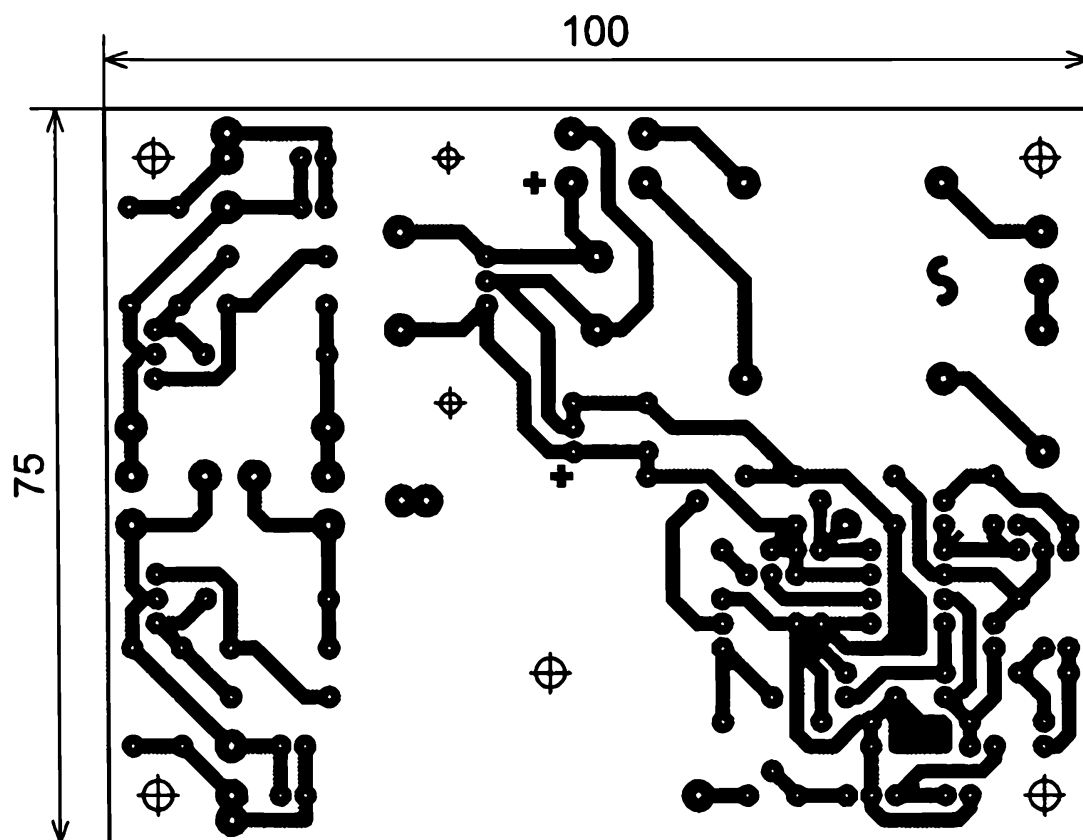


Рис. 5.26. Чертеж печатной платы задающего генератора

Со стороны деталей монтируют всего одну перемычку из изолированного монтажного провода. Микросхема DA2 была установлена в восьмивыводную панельку. Для того чтобы после сборки моточного компонента TV2 не было проблем с определением начал и концов обмоток, перед намоткой на провода выводов полезно надеть по отрезкам полихлорвиниловой изоляции от разноцветных проводов и запомнить, что обозначает каждый цвет в конкретном случае. Со стороны печатных проводников припаивают постоянный чип-резистор R1. Печатные проводники платы после сборки и проверки функционирования устройства покрывают электроизолирующим лаком.

5.4.6. Настройка и регулировка

Перед включением задающего генератора в сеть проверяют фазировки обмоток компонента TV2 и монтаж деталей. Правильно собранное устройство обычно настройки не требует. Для проверки его функционирования целесообразно полу-

читать и рассмотреть осциллограммы импульсов в условиях, близких к рабочим. На контактах обоих выходных разъемов XP4 или XP5 ненагруженного задающего генератора должны присутствовать однополярные импульсы напряжения такой формы, как показана на рис. 5.28 (частота — 30 кГц, длительность развертки — 10 мкс/деление, положение аттенюатора — 5 В/деление).

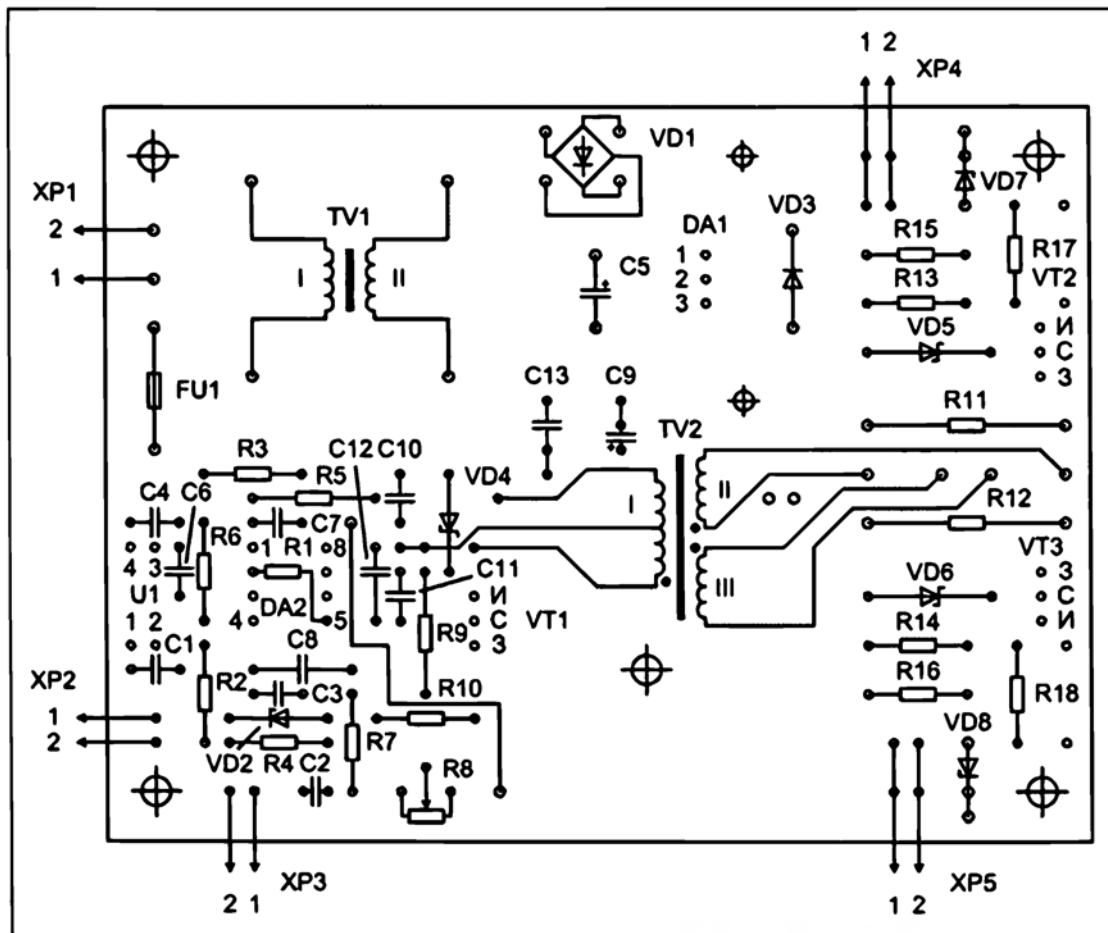


Рис. 5.27. Сборочный чертеж задающего генератора

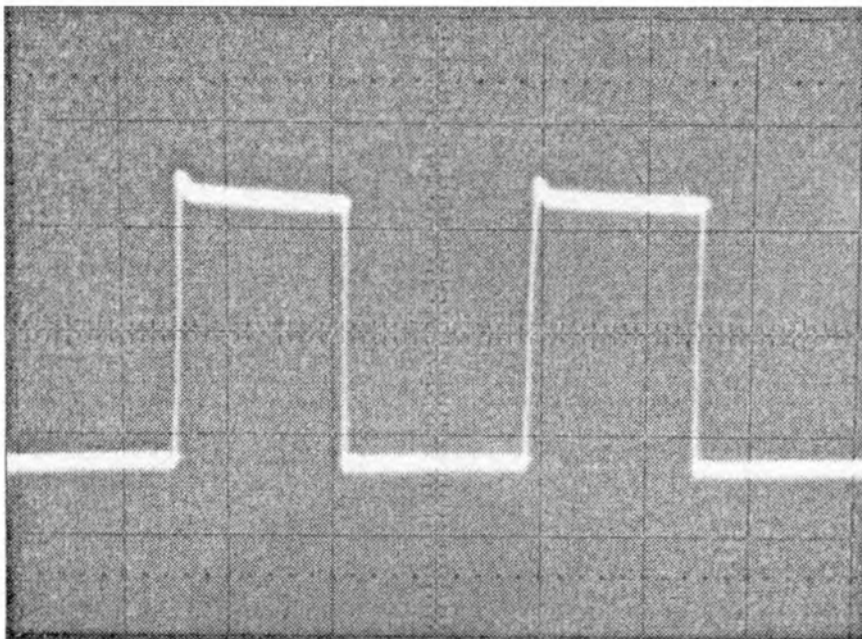


Рис. 5.28. Однополярные прямоугольные импульсы напряжения

Видно, что фронты и спады прямоугольных импульсов круты. Нагрузим один из выходов задающего генератора керамическим конденсатором с номинальной

емкостью 33 нФ, имитирующим вход управления электронного ключа, вследствие чего форма импульсов напряжения, приложенных к последнему, будет соответствовать рис. 5.29 (частота — 30 кГц, развертка — 10 мкс/деление, аттенюатор — 5 В/деление).

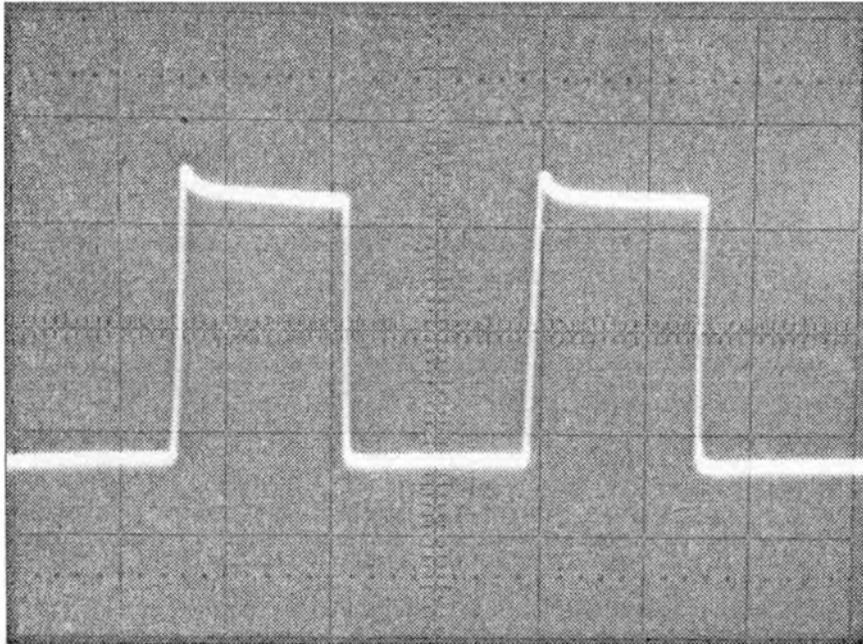


Рис. 5.29. Прямоугольные импульсы напряжения

Произошло незначительное затягивание фронтов импульсов. Теперь подключим к одному из разъемов ХР4 или ХР5 керамический конденсатор с номинальной емкостью 33 нФ. Осциллограмма фронта импульса напряжения на этом конденсаторе показана на рис. 5.30, а спада импульса напряжения — на рис. 5.31 (частота импульсов — 25,0 кГц, развертка — $0,2 \cdot 2$ мкс/деление, положение аттенюатора — 5 В/деление).

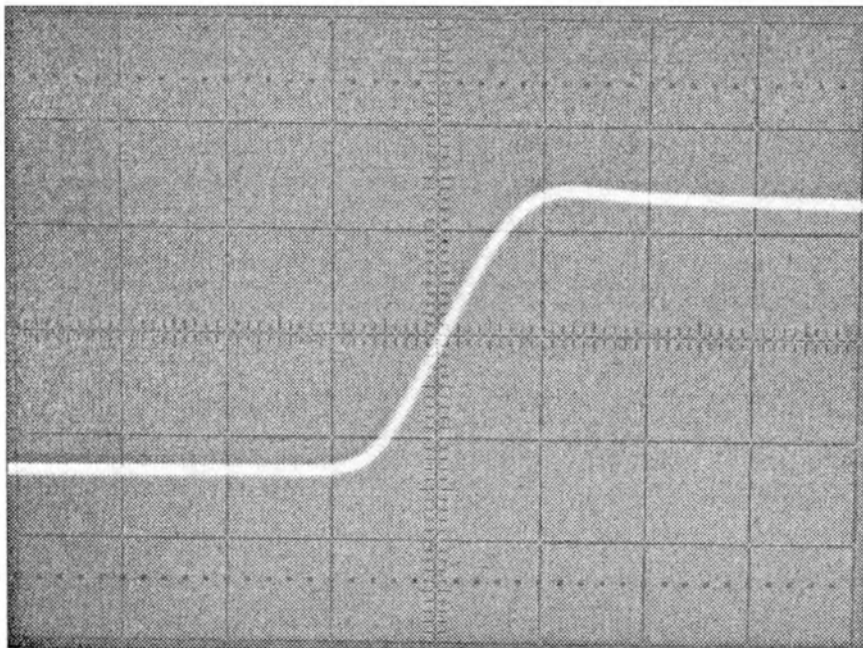


Рис. 5.30. Фронт импульса напряжения

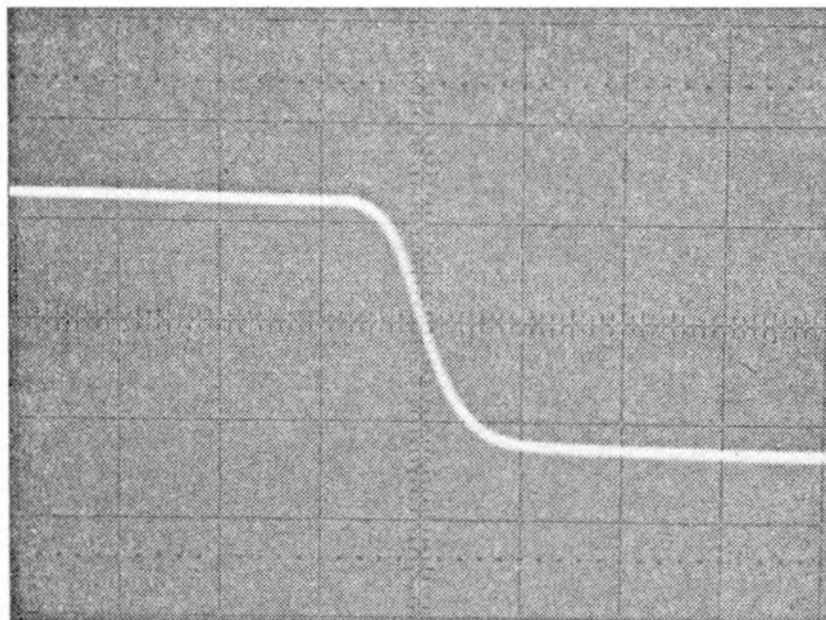


Рис. 5.31. Спад импульса напряжения

Если взять другой керамический конденсатор, обладающий номинальной емкостью 15 нФ, и подключить его к одному из выходных разъемов ХР4 или ХР5, то получим осциллограмму фронта импульса напряжения, показанную на рис. 5.32, а спада импульса напряжения — на рис. 5.33 (частота — 45,0 кГц, развертка — 0,2 · 2 мкс/деление, аттенюатор — 5 В/деление).

Если снятые осциллограммы соответствуют изображенным выше, то можно полагать, что задающий генератор работает нормально.

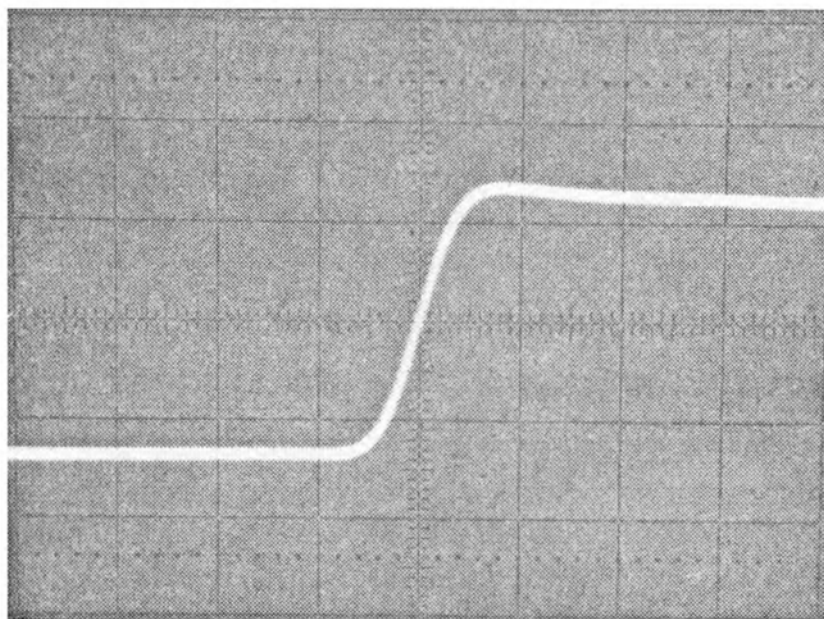


Рис. 5.32. Фронт импульса напряжения

5.5. Двухтактный задающий генератор со специализированным контроллером

5.5.1. Описание задающего генератора

Задающий генератор, о котором в дальнейшем пойдет речь, можно использовать для управления ключевыми n-канальными полевыми транзисторами в двух-

тактном полумостовом преобразователе импульсного источника питания. Форма вырабатываемых генератором импульсов напряжения близка к прямоугольной. Частоту следования импульсов можно плавно регулировать. В устройстве предусмотрен вход для запрещения формирования импульсов, который может быть использован для подключения системы защиты по току, а также присутствует гальванически развязанный вход для электронной перестройки коэффициента заполнения импульсов, позволяющий легко организовать, допустим, цепь стабилизации выходного напряжения ИИП. Принципиальная схема задающего генератора представлена на рис. 5.34.

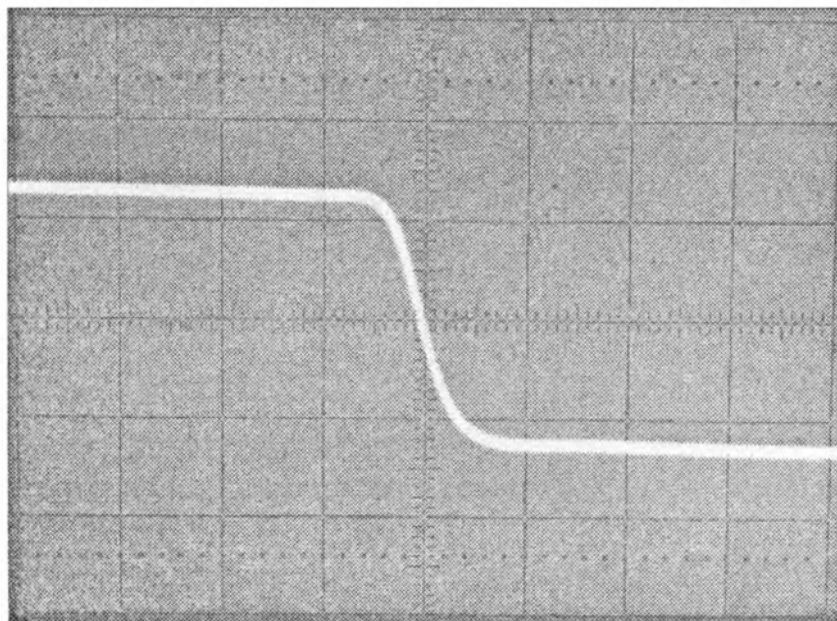


Рис. 5.33. Спад импульса напряжения

Устройство собрано преимущественно на импортной элементной базе. В авторском варианте конструкция была выполнена на стеклотекстолитовой монтажной плате ВС-01-100×100. Фотография собранного задающего генератора, включенного в сеть, с фронтальным видом на изделие изображена на рис. 5.35, а с видом сбоку — на рис. 5.36.

5.5.2. Основные технические характеристики

| | |
|--|------------|
| Номинальное переменное напряжение питающей сети, В | 220 |
| Фактический диапазон регулировки частоты импульсов, кГц | 21,9..85,5 |
| Пиковое напряжение импульсов на любом из выходов устройства, В | ≈ 0..+15 |
| Продолжительность паузы между разнополярными импульсами, мкс | 1,2 |
| Измеренная масса конструкции, г | 375 |
| Габаритные размеры генератора, мм, не более | 100×100×43 |

Устройство было включено в сеть на 4,5 часа для получения стационарного термического состояния деталей при температуре окружающей среды +25°C в условиях горизонтальной ориентации платы и естественной конвекции воздушных масс.

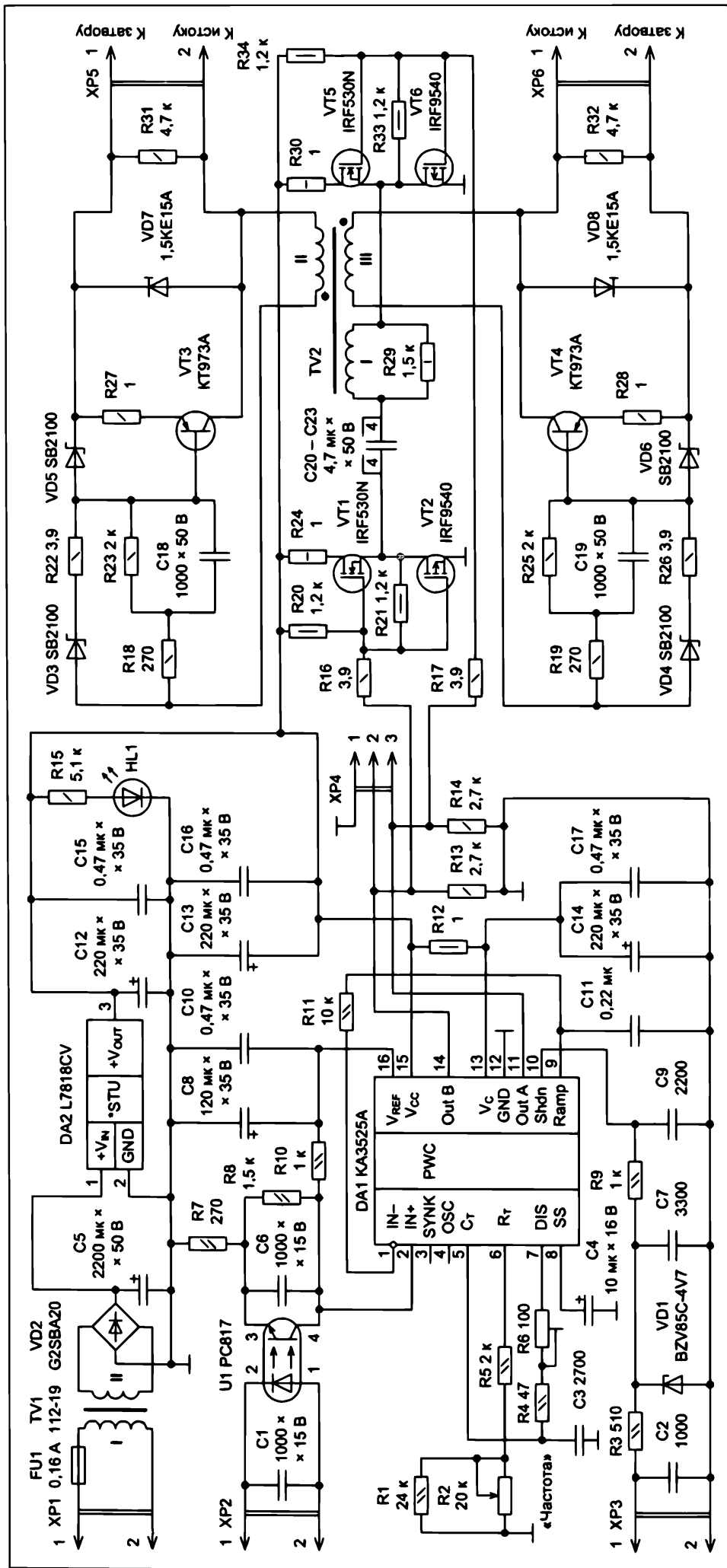


Рис. 5.34. Принципиальная схема задающего генератора

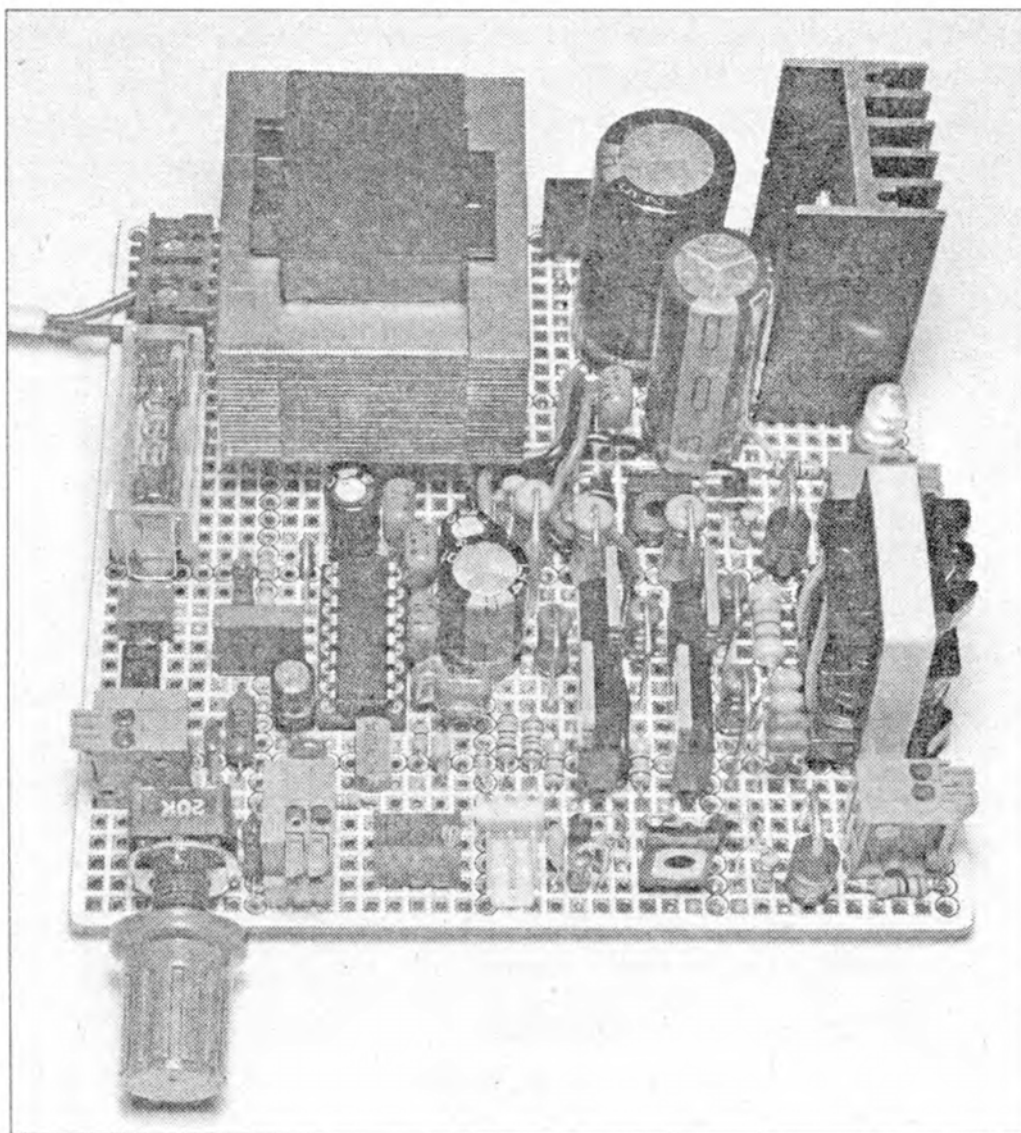


Рис. 5.35. Фронтальный вид на задающий генератор со стороны компонентов

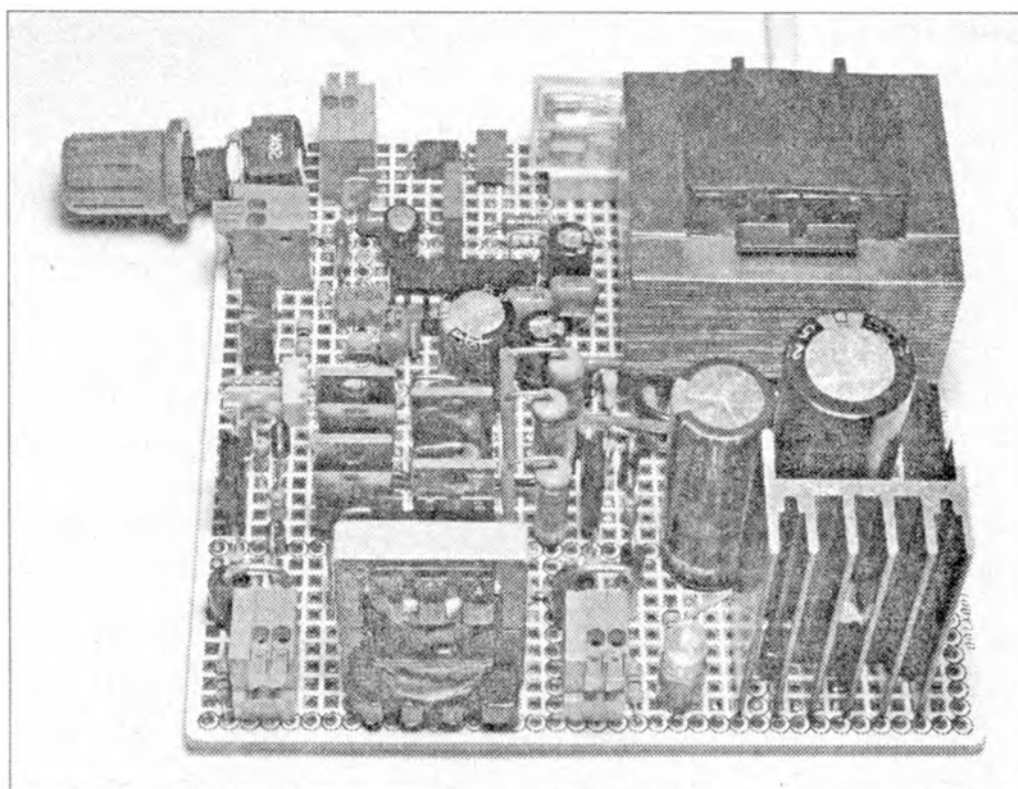


Рис. 5.36. Вид сбоку на компоненты задающего генератора

При средней частоте генерируемых импульсов корпуса следующих наиболее разогретых компонентов обладали такими температурами:

- полевые транзисторы VT1 и VT5 — 51°C;
- линейный сетевой трансформатор TV1 — 47°C;
- полевые транзисторы VT2 и VT6 — 46°C;
- микросхема DA2, установленная на охладитель, — 45°C;
- резисторы R24 и R30 — 43°C;
- резисторы R13 и R14 — 43°C;
- контроллер КА3525А DA1 — 41°C;
- диодная сборка VD2 — 37°C.

5.5.3. Назначение компонентов

Шнур питания, подсоединяющий устройство к сети, подключают к разъему XP1. Предохранитель FU1 защищает сеть от перегрузки в случае аварии в задающем генераторе. Линейный трансформатор TV1 обеспечивает гальваническую развязку компонентов устройства от сети и согласовывает уровни напряжений обмоток. Переменное напряжение с его вторичной обмотки подано на выпрямитель, выполненный на диодном мосте VD2, что нагружен на сглаживающий емкостный фильтр, представленный конденсатором C5, а также на интегральный стабилизатор напряжения DA2. С выхода последнего постоянное напряжение +18 В приложено к оксидным конденсаторам C12 и C13, керамическим конденсаторам C15 и C16, а также — цепи из последовательно включенных компонентов: токоограничивающего резистора R15 и светодиода HL1. Излучающий светодиод сигнализирует о включении устройства. Отфильтрованное напряжение с обкладок конденсаторов C12, C13, C15 и C16 подведено к контроллеру DA1 задающего генератора и полевым транзисторам VT1, VT2, VT5 и VT6 буферного каскада.

Резисторы R1, R2, R5 и конденсатор C3 задают частоту следования импульсов. Частоту можно многократно регулировать с помощью переменного резистора R2. Согласно справочным сведениям, сопротивление частото задающих резисторов не должно быть меньше 2 кОм и больше 150 кОм, а допустимая емкость частото задающего конденсатора не должна быть ниже 1 нФ. Постоянный резистор R1 корректирует диапазон перестройки частоты, не позволяя ей стать чрезмерно низкой при наибольшем сопротивлении резистора R2. Резистор R5 предназначен для ограничения наибольшей частоты вырабатываемых импульсов.

Суммарное сопротивление включенных последовательно резисторов R4 и R6 задает длительность защитной паузы между импульсами, причем подстроечным резистором R6 можно регулировать интервал мертвого времени. Оксидный конденсатор C4 обеспечивает “мягкий” запуск контроллера DA1. Чем больше емкость конденсатора C4, тем дольше время плавного выхода устройства на расчетный режим.

Функции управления задающим генератором возложены на монолитную микросхему DA1, которая обеспечивает генерирование и регулировку скважности импульсов. Максимальный рабочий цикл контроллера составляет 45..49 %.

Назначение выводов микросхемы КА3525А таково:

- 1 — инвертирующий вход усилителя сигнала ошибки;
- 2 — неинвертирующий вход усилителя ошибки;
- 3 — вывод для синхронизации частоты генерирования;
- 4 — выход осциллятора;
- 5 — вывод для подсоединения частото задающего конденсатора;
- 6 — вывод для подключения частото задающего резистора;
- 7 — вывод для установки защитной паузы между импульсами;
- 8 — “мягкий” пуск;
- 9 — выход усилителя сигнала ошибки;
- 10 — вход запрета генерирования импульсов;
- 11 — выход оконечного каскада канала “А”;
- 12 — общий провод;
- 13 — вывод для подачи питающего напряжения на цепи оконечного каскада контроллера;
- 14 — выход оконечного каскада канала “В”;
- 15 — вывод для подачи питания на слаботочные цепи микросхемы;
- 16 — выход опорного напряжения (+5,0..+5,2 В).

Вывод 9 выхода усилителя сигнала ошибки шунтирован по переменному току на общий провод конденсатором С11, а также соединен посредством резистора R11 с выводом 1, представляющим инвертирующий вход усилителя сигнала ошибки. Вывод 16 опорного напряжения зашунтирован на общий провод с помощью оксидного С8 и керамического С10 конденсаторов, что замыкают переменную составляющую напряжения на общий провод.

Резисторы R7, R8 и R10, включенные между источником опорного напряжения и общим проводом, представляют делитель напряжения на неинвертирующем входе усилителя сигнала ошибки. Сопротивление резистора R7 задает наибольшую скважность вырабатываемых импульсов, при достижении которой еще не происходит сбой генерации. Фототранзистор оптрона U1 перестраивает делитель напряжения, шунтируя резистор R8 таким образом, что изменяет напряжение, приложенное между общим проводом и неинвертирующим входом усилителя сигнала ошибки.

Конденсаторы С1 и С6 — помехоподавляющие. Если по светодиоду оптрона U1 ток не течет, то фототранзистор оптрона закрыт и практически не оказывает влияния на коэффициент деления напряжения; скважность импульсов, генерируемых контроллером DA1, минимальна. Если ток, пропускаемый по светодиоду оптрона U1, будет достаточен для инициации излучения последним, то приоткрытый фототранзистор шунтирует резистор R8, благодаря чему произойдет снижение напряжения, приложенного между выводами 2 и 12 контроллера DA1, что вызовет увеличение скважности вырабатываемых импульсов. Таким образом, сила тока, пущенного по контактам разъема XP2, оказывает влияние на длительность импульсов, формируемых задающим генератором. Оptron U1 обеспечивает электри-

ческую изоляцию цепей, управляющих функционированием системы электропитания, а также компонентами устройства.

Сглаживание пульсаций положительного напряжения, подаваемого через вывод 15 микросхемы DA1 на биполярные транзисторы структуры n-p-n ее оконечного каскада, осуществляет пассивный Г-образный фильтр, состоящий из низкоомного постоянного резистора R12 и двух конденсаторов: оксидного C14 и керамического C17 с низким внутренним сопротивлением.

К разъему XP3 подключают выход датчика аварийной токовой перегрузки ИИП. Напряжение, поступающее на контакты разъема XP3, идет на вход фильтра, состоящего из компонентов C2, C7, C9, R3 и R9. Отфильтрованное напряжение приложено между выводом 10 микросхемы DA1, запрещающим выработку импульсов, и общим проводом. Для прекращения генерирования достаточно подать на разъем XP3 напряжение, превышающее примерно 1,3 В. Если по каким-либо причинам напряжение сигнала о перегрузке чрезмерно возрастет, то оно будет ограничено стабилитроном VD1 на безопасном для аналогового входа контроллера уровне. Избыток напряжения упадет на резисторе R3.

Резисторы R13 и R14 — это нагрузки выходного каскада контроллера DA1. Разъем XP4 может быть использован в качестве группы контрольных точек при проверке функционирования устройства и для соединения выхода контроллера с внешним усилителем мощности.

Затворные резисторы R16 и R17 уменьшают затухающие колебательные процессы и замедляют ход переключений полевых транзисторов VT1, VT2, VT5, VT6 буферного каскада. Эти транзисторы упрочняют импульсы, прикладываемые через разделительные неполярные керамические конденсаторы C20–C23 к первичной обмотке согласующего трансформатора TV2. Резисторы R24 и R30 выступают стоковыми нагрузками транзисторов VT1 и VT5. Резистор R29 демпфирует первичную обмотку трансформатора гальванической развязки TV1, подавляя паразитный колебательный процесс.

Вторичные обмотки трансформатора TV2 нагружены на взаимно идентичные драйверы. Переключение биполярных p-n-p-транзисторов VT3 и VT4 происходит форсировано: в начальный момент — по резисторам R18, R19 и разряженным конденсаторам C18, C19, а после очень быстрого заряда последних — по резисторам R18, R23 и R19, R25. Диоды Шоттки VD5 и VD6 защищают соответствующие транзисторы VT3 и VT4 от пробоя обратным напряжением, приложенным между их базами и эмиттерами.

К разъемам XP5 и XP6 подключают транзисторы полумостового преобразователя. Токи зарядов затворных емкостей силовых ключевых транзисторов текут по резисторам R22 и R26, а токи их разрядов — по резисторам R27 и R28. Сигнал положительной полярности с помеченной точкой вывода обмотки II трансформатора TV2 проходит по диоду Шоттки VD3, резистору R22, диоду Шоттки VD5, поступает на контакт 1 разъема XP5, соединенный с затвором ключевого транзистора, а истоком — с контактом 2, с которого приходит к необозначенному выводу вторичной обмотки. Ток разряда затворной емкости ключевого транзистора течет от затвора, по контакту 1 разъема XP5, по резистору R27, выводам эмиттер-коллектор открытого транзистора VT3, по контакту 2 разъема XP5 к истоку ключевого транзистора.

Защитные диоды VD7 и VD8 предотвращают выход из строя компонентов драйверов задающего генератора и ключевых транзисторов во время зарядов паразитных емкостей затвор-исток и затвор-сток последних. Резисторы R31 и R32 необходимы для предупреждения аварийного открывания силовых ключевых транзисторов напряжениями помех во время, когда отсутствуют сигналы управляющих импульсов, поступающие от вторичных обмоток трансформатора гальванической развязки VT2, а биполярные транзисторы VT3 и VT4 закрыты.

5.5.4. Возможные замены компонентов

Все резисторы и конденсаторы, примененные в задающем генераторе, должны быть по возможности миниатюрными. Подстроечный резистор R6 был использован многооборотный, обозначенный как 3296W.

Линейный сетевой трансформатор TV1 может иметь марку ТП112-19 или ТП132-19. Он предназначен для подключения к бытовой сети переменного тока с напряжением 220 В, частотой 50 Гц и обеспечивает переменное напряжение на выводах вторичной обмотки 9 В и 9 В (обмотки соединяют последовательно).

Напряжение пробоя стабилитрона VD1 может быть в диапазоне 3,9..6,2 В. Подходят детали 1N4730A, 1N4731A, 1N4732A, 1N4733A, 1N4734A, 1N4735A, BZX55C-3V9, BZX55C-4V3, BZX55C-4V7, BZX55C-5V1, BZX55C-5V6, BZX55C-6V2, BZX85C-3V9, BZX85C-4V3, BZX85C-4V7, BZX85C-5V1, BZX85B-6V2.

Диодную сборку VD2 марки G2SBA20, допускающую среднеквадратическое обратное напряжение 200 В и прямой ток до 1,5 А, можно поменять на любую аналогичную.

Микросхему DA1 марки KA3525A, вставляемую в колодку типа DIP-16, можно поменять на SG3525A, UC3525A.

Примененные оксидные конденсаторы C8, C12–C14 обладали пониженным внутренним сопротивлением.

Трехвыводной интегральный стабилизатор DA2 марки L7818CV допустимо поменять на компоненты AN7818, GL7818, UA7818. Микросхему монтируют на охладитель с полной площадью поверхности 65 см², ребра которого ориентируют перпендикулярно плате.

Светодиод HL1 в авторском варианте устройства обладал желтым цветом свечения.

Диоды Шоттки VD3–VD6 марки SB2100 допустимо поменять на детали MBR360, SB360, SB3100, SR180, SR360 или аналогичные.

Полевые n-канальные транзисторы VT1 и VT5 марки IRF530N заменимы приборами IRFZ44N, а полевые p-канальные транзисторы VT2 и VT6 марки IRF9540 деталями IRF5210L, IRF5305. Биполярные транзисторы KT973A структуры p-n-p VT3 и VT4 можно поменять на детали 2SA935, 2SA1319 или ZTX751.

Согласующий трансформатор гальванической развязки TV2 выполнен на магнитопроводе, собранном из двух импортных ферритовых Ш-образных половинок, каждая размерами 22×15×6 мм, между которыми обеспечен зазор путем размещения в центральном керне немагнитной прокладки толщиной в три листа писчей бумаги. Сечение центрального керна составляет 6×6 мм. Обмотки были уложены на гильзу, выполненную из термореактивной пластмассы. Первичная обмотка I содержала 100 витков провода ПЭВ-2 или ПЭТВ диаметром 0,36 мм по лаковой изоляции или 0,31 мм по меди, а ее измеренная индуктивность составляла 1,1 мГн.

Обе вторичные обмотки трансформатора II и III имели по 160 витков и обладали индуктивностями примерно по 4,25 мГн. Провод вторичных обмоток — марки ПЭЛШО, его диаметр 0,24 мм по изоляции или 0,15 мм по меди. Вторичные обмотки навиты разом в два провода.

Однонаправленные ограничительные диоды VD7 и VD8 марки 1,5KE15A заменимы на P6KE15A, P6KE16A или 1,5KE16A.

5.5.5. Настройка, регулировка и проверка работы

Вначале проверяют монтаж компонентов и фазировки обмоток II и III трансформатора TV2, а также выводят движки резисторов R2 и R6 в положения средних сопротивлений. Подключают задающий генератор к сети и измеряют постоянный ток, потребляемый микросхемой DA1 от интегрального стабилизатора DA2. Сила этого тока при минимальной частоте (21,9 кГц) вырабатываемых импульсов должна составлять примерно 21 мА, а при максимальной частоте (85,5 кГц) — около 32 мА. На обкладках конденсатора C4 должно присутствовать постоянное напряжение 4,75 В, на выводах конденсаторов C8 и C10 — 5,0 В.

Вращая ось подстроечного резистора R6, выставляют длительность защитной паузы между разнополярными импульсами в 1,2 мкс. При необходимости, обусловленной, например, частотными свойствами используемых ключевых транзисторов, длительность этой паузы может быть скорректирована в большую или меньшую сторону. Вращая движок переменного резистора R2, наблюдают перестройку частоты импульсов.

Необходимо проверить форму импульсов напряжений на обоих выходах устройства. Для начала ключевые транзисторы преобразователя не подсоединяют, чтобы в случае каких-либо отклонений от нормы не вывести компоненты из строя. Подсоединив щупы осциллографа к контактам разъема XP5 (или к выводам резистора R31), а затем — к разъему XP6 (или к резистору R32), на частоте 22 кГц наблюдают эюры импульсов напряжения. Они должны быть близки к форме, представленной на рис. 5.37 (в каждой клетке по горизонтали — 10 мкс, в клетке по вертикали — 5 В).

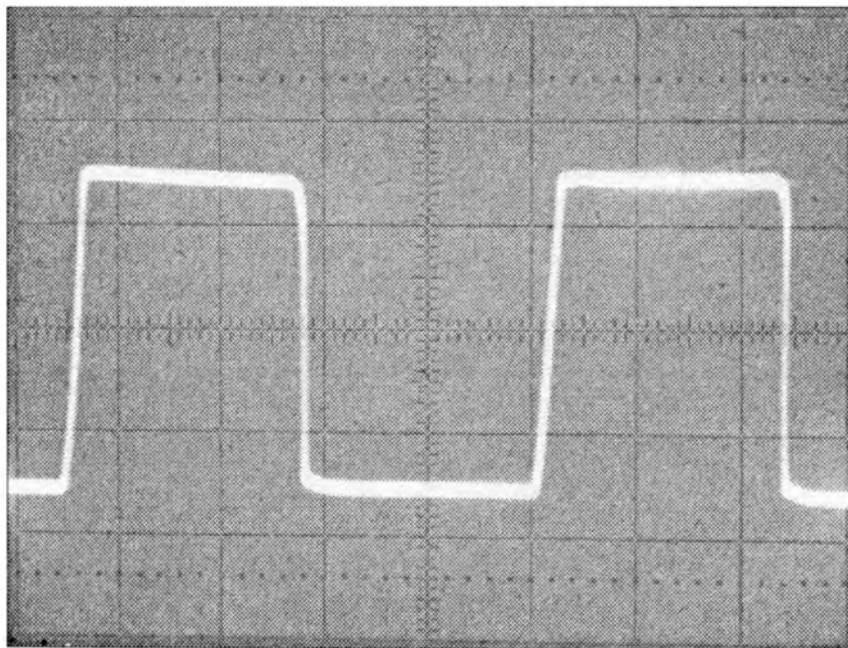


Рис. 5.37. Эюры импульсов напряжения

Эпюры импульсов напряжения на контактах разъемов XP5 и XP6 должны быть совершенно идентичны. Не подключая нагрузку-транзистор, а лишь увеличив частоту до 44 кГц, можно наблюдать форму импульсов напряжения, показанную на рис. 5.38 (в клетке по горизонтали — 5 мкс, в клетке по вертикали — 5 В).

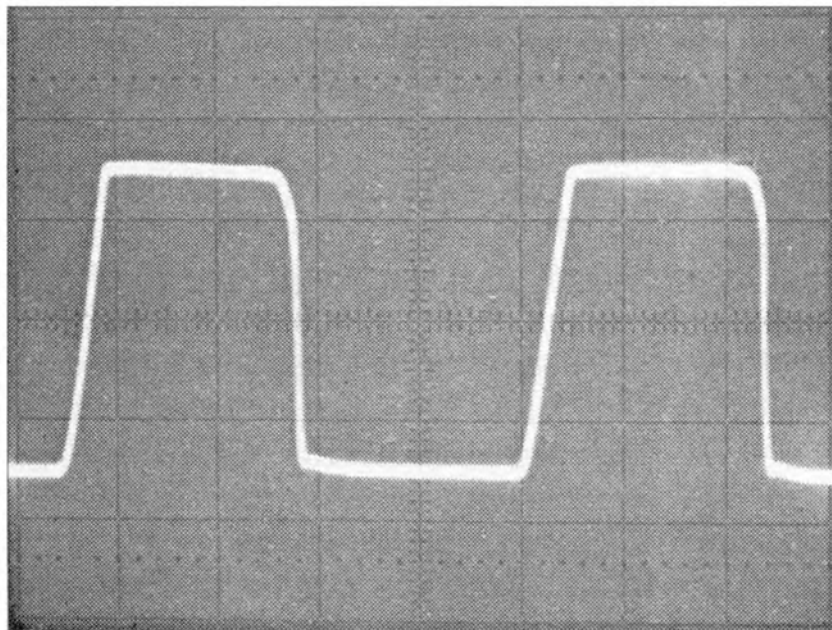


Рис. 5.38. Форма импульсов напряжения

Видно небольшое увеличение длительности фронта. Почти 15 В составляет пиковое напряжение импульсов. Импульсы обладают плоской вершиной. Если получены именно такие формы сигналов, какие изображены на представленных выше осциллограммах, то к задающему генератору можно попробовать подсоединить мощные полевые транзисторы силового преобразователя.

Установим частоту следования импульсов равной 22 кГц и подключим транзисторы IRFP460 к выходным разъемам задающего генератора XP5 и XP6. В результате между выводами их затворов и истоков будут присутствовать импульсы напряжения формы, показанной на рис. 5.39 (в клетке по горизонтали — 10 мкс, в клетке по вертикали — 5 В).

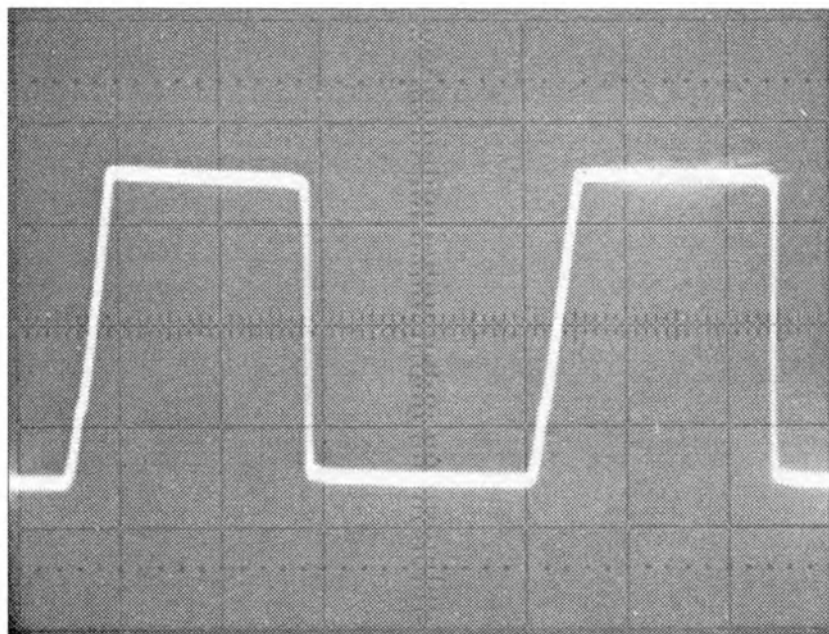


Рис. 5.39. Эпюры импульсов напряжения

На эпюрах напряжения заметен маленький уступчик: плато Миллера. Если повысить частоту до 33 кГц, то длительность фронта импульса возрастет, а увеличение времени спада будет незначительным, что отражено на осциллограмме одиночного импульса, показанной на рис. 5.40 (развертка — 5 мкс/деление, аттенюатор — 5 В/деление, остальные условия наблюдений сохранены без изменений).

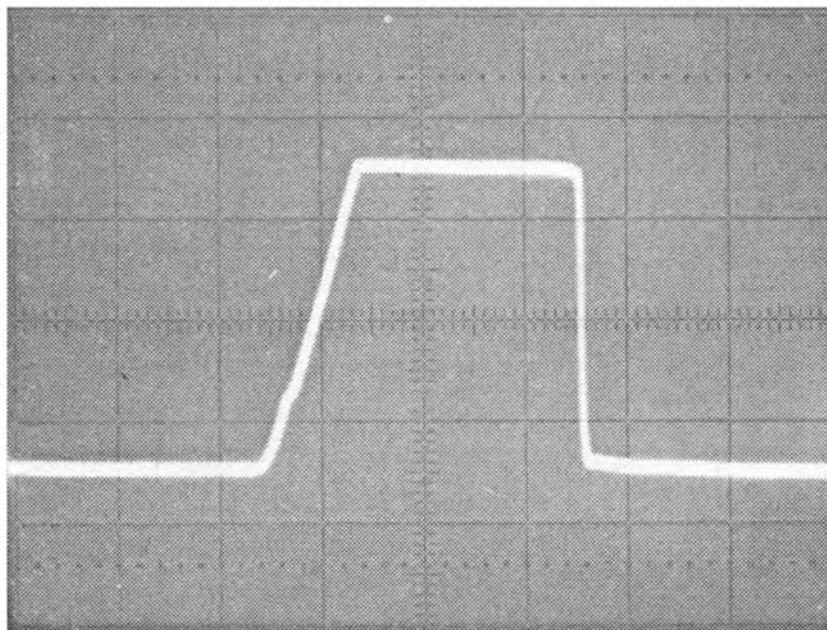


Рис. 5.40. Импульс напряжения

Произошло некоторое “затягивание” фронта. Вершина импульса по-прежнему плоская, а длительность спада мала. Если возникнет необходимость в увеличении крутизны фронтов импульса, то следует одновременно и одинаково снизить сопротивления резисторов R22 и R26. Согласно справочным сведениям, длительность фронтов импульсов, вырабатываемых микросхемой DA1 KA3525A, составляет от 80 нс до 600 нс. Естественно, длительность фронтов импульсов на выходе нашего задающего генератора меньше не будет.

5.6. Задающий генератор для полумостового или push-pull преобразователя

5.6.1. Описание задающего генератора

Описываемый далее задающий генератор предназначен для использования совместно с двухтактным push-pull или полумостовым силовым преобразователем. Генератор рассчитан на управление мощными МОП-транзисторами или биполярными транзисторами с изолированным затвором. Вырабатываемая генератором последовательность импульсов обладает паузой на нулевом уровне, благодаря которой происходит временное разнесение управляющих сигналов и предупреждение протекания сквозного тока через стойку электронных ключей преобразователя. Импульсы напряжения прямоугольной формы, подаваемые на электронные ключи нагрузки задающего генератора, имеют отрицательное смещение, позволяющее “четко” закрывать транзисторы в паузе между импульсами. Принципиальная схема задающего генератора изображена на рис. 5.41.

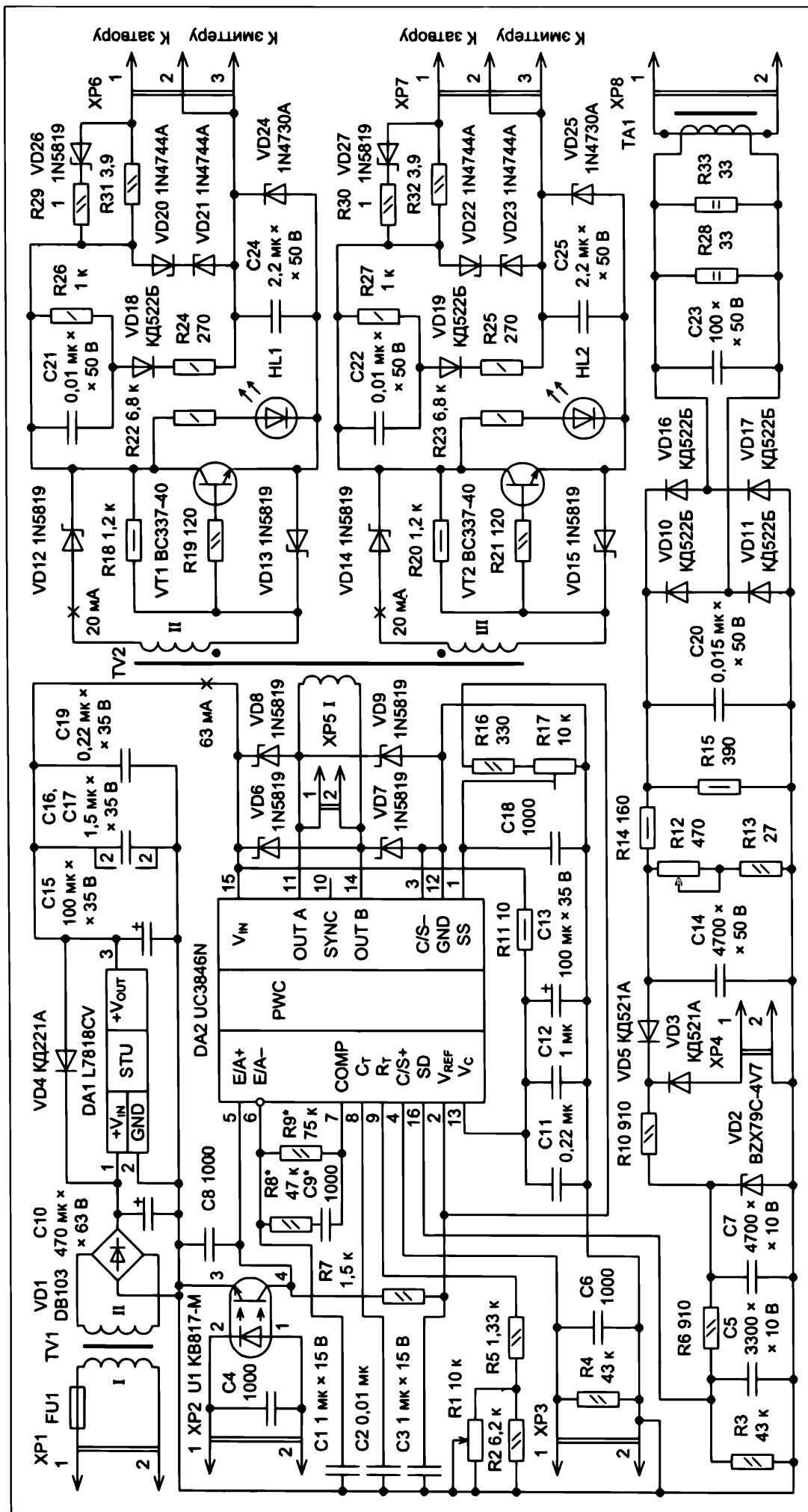


Рис. 5.41. Принципиальная схема задающего генератора

При конструировании устройства существенное внимание было уделено минимизации его энергопотребления при незначительном ущербе параметрам. Частоту генерирования можно плавно перестраивать переменным резистором R1.

В устройстве предусмотрена система триггерной защиты по току, датчиком силы которого выступает трансформатор тока ТА1. С помощью данного датчика можно отслеживать силу переменного тока, протекающего, допустим, по выводам электронных ключей усилителя мощности, или первичной обмотке силового трансформатора импульсного преобразователя, или в витке из отверстия Фомина в системе контроля и ограничения тока намагничивания этого импульсного трансформатора. Система защиты обладает порогом срабатывания, регулируемым с помощью резистора R12. Для того чтобы перевести генератор в рабочий режим после срабатывания защиты, задающий генератор следует выключить из сети, а затем снова включить.

Фотография подсоединенного к сети задающего генератора представлена на рис. 5.42, а плата собранного устройства — на рис. 5.43.

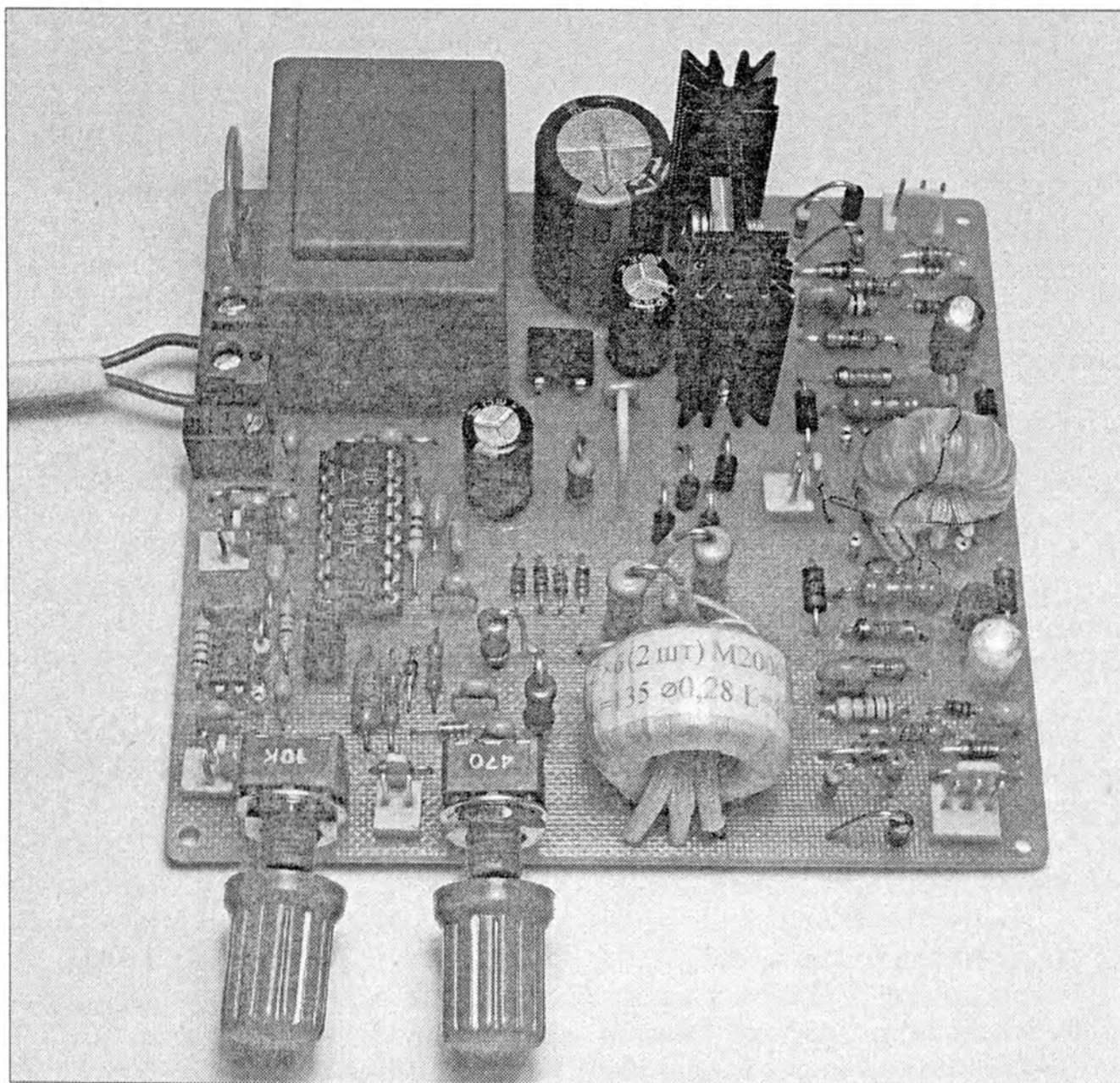


Рис. 5.42. Вид на компоненты задающего генератора

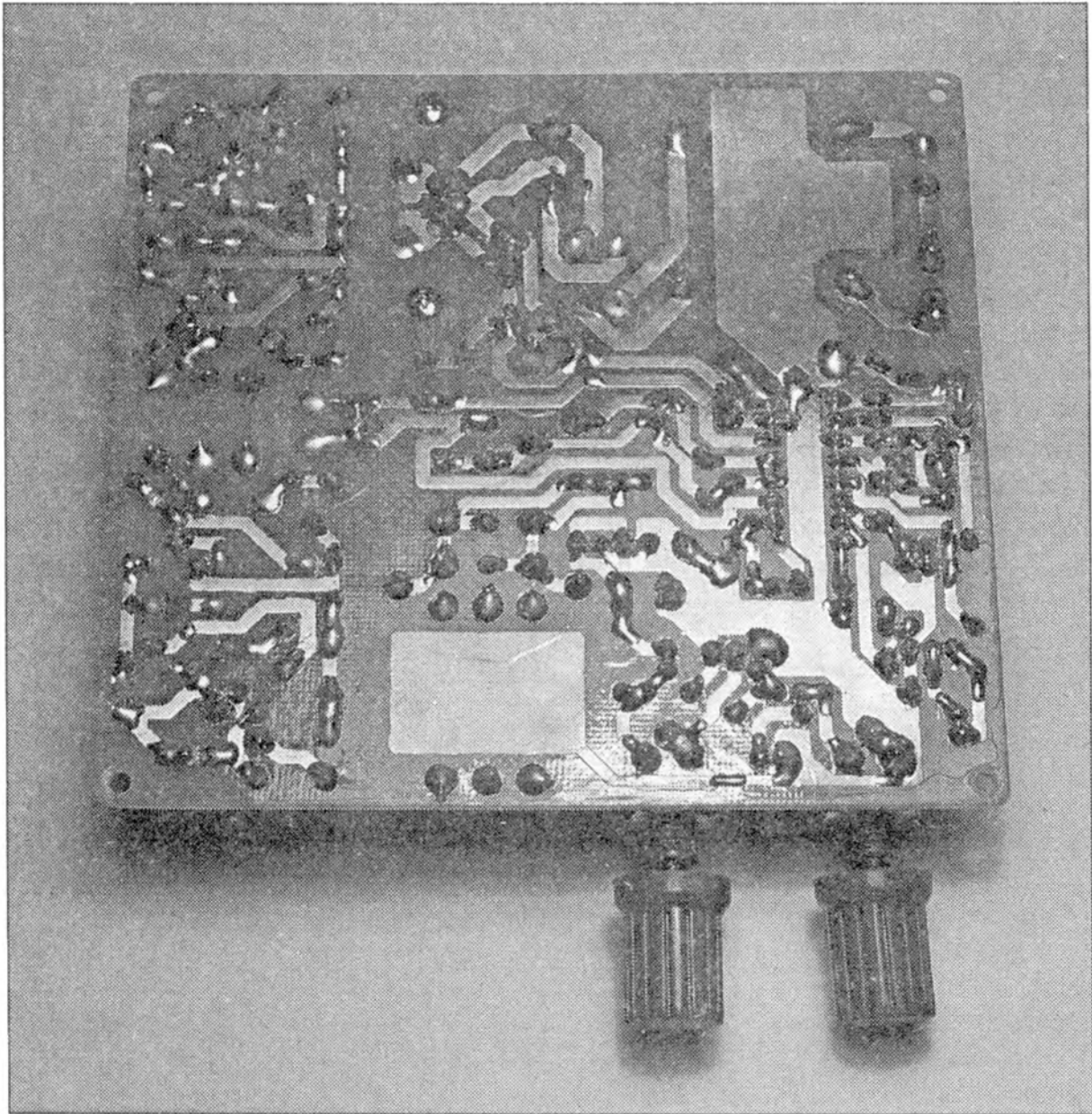


Рис. 5.43. Вид на паяные соединения задающего генератора

5.6.2. Основные технические характеристики

| | |
|--|---------------|
| Активная мощность, потребляемая задающим генератором без нагрузок, Вт, не более | 1,4 |
| Габаритные размеры устройства, мм | 100 × 90 × 33 |
| Диапазон перестройки частоты генерирования, кГц, <i>in situ</i> | 19,8..51,5 |
| Длительность спадов импульсов ненагруженного генератора, мкс | 0,20 |
| Длительность фронтов импульсов ненагруженного генератора, мкс | 0,28 |
| Масса устройства, г, <i>in situ</i> | 225 |
| Напряжение выходных импульсов, В | ≈ +15.. -3,9 |
| Переменное напряжение питающей сети, В | 220 |
| Постоянный ток, потребляемый ненагруженным задающим генератором от интегрального стабилизатора DA1, мА | 63 |
| Фиксированная длительность паузы между импульсами, мкс | 3,1 |

После прогрева ненагруженного задающего генератора в течение трех часов наибольшая температура была зарегистрирована у следующих деталей:

- контроллера DA2 — 41°C;
- микросхемы DA1 — 40°C;
- линейного сетевого трансформатора TV1 — 39°C;
- диодной сборки VD1 — 39°C;
- постоянных резисторов R18 и R20 — 38°C;
- оксидного конденсатора C10 — 35°C;
- постоянного резистора R11 — 33°C;
- оксидного конденсатора C13 — 33°C;
- транзисторов VT1 и VT2 — 31°C.

Во время проведения измерений температура окружающей среды составляла 25°C.

5.6.3. Назначение компонентов

XP1 — это разъем для подключения задающего генератора к питающей сети. FU1 — сетевой предохранитель, срабатывающий в случае выхода из строя линейного трансформатора TV1 или токовой перегрузки в цепи его вторичной обмотки. Трансформатор TV1 гальванически развязывает цепи задающего генератора и питающей сети. Переменный ток вторичной обмотки трансформатора TV1 выпрямляет диодный мост VD1, конденсатор C10 сглаживает пульсации, а благодаря интегральной микросхеме DA1, между выводами 12 и 15 специализированного контроллера DA2 приложено стабильное напряжение 18 В. Вероятность пробоя напряжением микросхемы DA1 снижает диод VD4. Конденсаторы C16, C17 и C19 шунтируют по высокой частоте оксидный конденсатор C15, ограничивая пульсации на безопасном для него уровне.

Переменным резистором R1 производят многократные регулировки частоты генерируемых импульсов. Постоянные резисторы R2 и R5 определяют требуемый диапазон перестройки частоты. Конденсатор C2 задает частоту и коэффициент заполнения последовательности импульсов. Чем меньше его емкость, тем выше частота.

Конденсатор C3 шунтирует пульсации опорного напряжения +5,1 В на выводе 2 контроллера DA2. Оно подведено к делителю напряжения, образованному резистором R7 и биполярным фототранзистором оптрона U1, с которого поступает на неинвертирующий вход усилителя сигнала ошибки (вывод 5 контроллера DA2). Инвертирующий вход усилителя ошибки (вывод 6 контроллера DA2) зашунтирован по высокой частоте конденсатором C1 на локальный общий провод.

XP2 — это разъем для подключения цепи обратной связи, например, призванной стабилизировать выходное напряжение или ток ИИП. Если к выводам 1 и 2 разъема XP2 приложить напряжение, достаточное для инициации излучения светодиода оптрона U1, то фототранзистор указанного оптрона приоткроется, напряжение между выводами 5 и 12 контроллера DA2 станет меньше, и скважность генерируемых им импульсов возрастет.

Конденсаторы С4 и С8 — помехоподавляющие. Компоненты С9, R8 и R9 определяют амплитудно-частотную характеристику усилителя сигнала ошибки, так как они включены в цепи его ООС. Часть постоянного опорного напряжения, подаваемого с вывода 2 контроллера DA2 на резистивный делитель напряжения R16 и R17, поступает на вывод 1 микросхемы DA2, отвечающий за установку лимита ограничения тока. Конденсатор С18 замыкает высокочастотное напряжение пульсаций и наводок.

XP3 — это разъем для подключения системы циклического ограничения тока. Компоненты С6 и R4 увеличивают помехоустойчивость: конденсатор С6 подавляет напряжение наводок, а резистор R4, включенный между выводами 3 и 4 контроллера DA2, шунтирует высокоомную цепь.

Конденсаторы С11, С12, С13 и резистор R11 образуют RC-фильтр в цепи питания оконечного каскада контроллера DA2. Вывод 10 контроллера DA2, предназначенный для синхронизации нескольких микросхем, не задействован. В связи с низким внутренним сопротивлением этого входа контроллера, соединение вывода 10 с локальным общим проводом не предусмотрено.

Диоды Шоттки VD6–VD9 защищают биполярные n-p-n-транзисторы оконечного каскада контроллера DA2 от пробоя обратным напряжением ЭДС самоиндукции первичной обмотки импульсного трансформатора TV2. Импульсное напряжение, формируемое контроллером DA2 задающего генератора, с целью тестирования формы сигнала подведено к разъему XP5.

С выводов 11 и 14 контроллера DA2 импульсы поступают на первичную обмотку трансформатора TV2, который гальванически развязывает драйверы, обеспечивающие отрицательное смещение, и цепи генерирования подаваемых на них сигналов. Обычно между выходами 11 и 14 контроллера DA2 и согласующим импульсным трансформатором TV2 припаивают низкоомный резистор и неполярный разделительный конденсатор, включенные последовательно, однако при таком соединении первичной обмотки импульсного трансформатора TV2 и керамического конденсатора емкостью 4,7 мкФ и более контроллер DA2 при максимальной частоте начинал формировать сдвоенные импульсы. На более низких частотах искажений не было.

Осциллограмма сдвоенных импульсов показана на рис. 5.44 (развертка — 10 мкс/деление, частота — 51,5 кГц, положение аттенюатора — 5 В/деление, нагрузка задающего генератора отсутствует, постоянное напряжение, питающее ИМС DA2, составляло 15 В).

Сдвоенные импульсы возникали лишь время от времени при включении генератора. Учитывая данное обстоятельство, было принято решение не устанавливать разделительный конденсатор.

Импульсы тока первичной обмотки трансформатора ТА1 приводят к появлению импульсов тока на его вторичной обмотке. Импульсы тока вторичной обмотки, протекая по постоянным резисторам R28 и R33, инициируют появление на последних падения напряжения, которое пропорционально силе тока, протекающего по первичной обмотке трансформатора тока.

Конденсатор С23 сглаживает всплески импульсов напряжения. Диоды VD10, VD11, VD16 и VD17, включенные мостом, служат сигнальным выпрямителем, импульсы напряжения с которого заряжают конденсатор С20 до пикового значения. Резисторы R12–R14 образуют перестраиваемый делитель напряжения сигнала.

ла. С помощью переменного резистора R12 устанавливают порог срабатывания системы защиты от превышения тока. Благодаря постоянному резистору R13, не выйдет полностью заблокировать систему защиты резистором R12. Резистор R14 ограничивает ток, протекающий по резисторам R12 и R13.

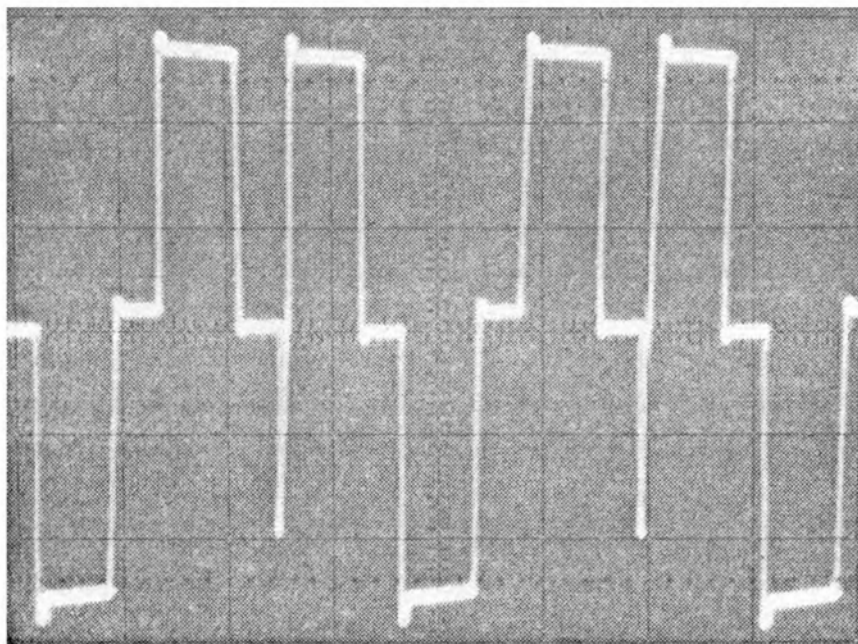


Рис. 5.44. Сдвоенные импульсы напряжения

Основной вклад в разряд конденсатора C20 вносит резистор R15, а также — резисторы делителя напряжения. Вместе компоненты C20, R15, VD10, VD11, VD16 и VD17 выполняют роль пикового детектора. С его выхода часть сигнала поступает на многосвязный RC-фильтр, собранный на компонентах C5, C7, C14, R6 и R10. Отфильтрованное напряжение подведено к выводу 16, отвечающему за прекращение выработки импульсов контроллером DA2, а резистор R3 шунтирует этот вывод на локальный общий провод.

С помощью разъема XP4 к задающему генератору можно подключить дополнительную систему, например, защиты от перегрева или контроля и ограничения тока намагничивания, а благодаря диодам VD3 и VD5 будет отсутствовать взаимовлияние этой системы и цепи защиты от токовой перегрузки. Если напряжение сигнала о перегрузке станет по какой-либо причине чрезмерно велико, то для недопущения выхода из строя контроллера DA2 оно будет ограничено на безопасном уровне стабилитроном VD2. В этом случае избыточное напряжение упадет на резисторе R10.

Диоды VD12 и VD14 осуществляют сегрегацию импульсов положительной полярности, поступающих на драйверы. Диоды VD13 и VD15 необходимы для защиты транзисторов VT1 и VT2 от пробоя обратным напряжением, а также — для пропускания импульсов управления электронными ключами. Постоянные резисторы R18 и R20 демпфируют соответствующие обмотки II и III трансформатора TV2. Резисторы R19 и R21 ограничивают токи баз транзисторов VT1 и VT2. Цепи R22, HL1 и R23, HL2 индицируют состояние нормальной работы задающего генератора и шунтируют цепи управления соответствующих электронных ключей, исполняющих функцию нагрузки устройства.

Диоды VD18 и VD19 пропускают импульсы положительной полярности, которые, пройдя по ограничивающим ток резисторам R24–R27, заряжают конденса-

торы C24 и C25, отвечающие за создание отрицательного смещения. Ускоренный заряд последних обеспечивают конденсаторы C21 и C22.

Стабилитроны VD24 и VD25 ограничивают напряжение отрицательного смещения на уровне примерно 3,9 В. Величину отрицательного смещения выбирают таким образом, чтобы она была больше предполагаемой пульсации напряжения в цепи управления электронным ключом. Типичное напряжение отрицательного смещения составляет ориентировочно 2..5 В. Обычно выбор большего отрицательного смещения нерационален, поскольку проще внести изменения в конструкцию прибора, выполнить экранирование.

Стабилитроны VD20–VD23 предотвращают пробой электронных ключей в случае чрезмерного повышения напряжения затвор-эмиттер (или затвор-исток) во время заряда паразитных емкостей затвор-сток (или затвор-коллектор). Для оптимального управления электронными ключами длительности времени их перехода из состояния отсечки в насыщение и наоборот полезно выставить порознь.

Импульсы тока заряда затворных емкостей электронных ключей протекают по резисторам R31 и R32, а разряда, благодаря диодам Шоттки VD26 и VD27, — по резисторам R29–R32. С помощью экранированных проводов, длина которых должна быть по возможности минимальна (несколько сантиметров), к разъемам XP6 и XP7 подсоединяют выводы затворов и эмиттеров (или истоков) ключевых транзисторов силового преобразователя.

Пусть на отмеченном точкой выводе обмотки II трансформатора TV2 присутствует напряжение отрицательной полярности, а на непомяченном выводе — положительной. При этом ток течет от вторичной обмотки по диоду VD12, резистору R31, выводам 1 и 2 разъема XP6, к которым подсоединены затвор и эмиттер (или исток) открытого электронного ключа, по конденсатору C24, диоду VD13 к помеченному точкой выводу вторичной обмотки. В это время к базе n-p-n-транзистора VT1 приложено отрицательное напряжение относительно его эмиттера, ввиду чего транзистор закрыт. В следующем полупериоде на отмеченном точкой выводе возникает напряжение положительной полярности, а на непомяченном — отрицательной. По закрытому диоду VD12 прямой ток не течет, а на базе транзистора VT1 присутствует положительное напряжение относительно его эмиттера, из-за чего транзистор открыт. Происходит форсированный разряд затворной емкости электронного ключа по цепи от вывода 1 разъема XP6, по соединенным параллельно резистору R31 и компонентам R29 и VD26, выводам коллектор-эмиттер насыщенного транзистора VT1, конденсатору C24 к выводу 2 разъема XP6. Принцип действия драйвера, которым нагружена обмотка III трансформатора TV2, не имеет отличий от рассмотренного выше.

5.6.4. Возможные замены компонентов

Все используемые в устройстве постоянные резисторы могут быть МЛТ, С2-22, С2-23 и т.п. Все неполярные конденсаторы — малогабаритные керамические.

Оптрон U1 — LTV816, PC816, PC817, LTV817 или аналогичный. Линейный трансформатор TV1 предназначен для подключения задающего генератора к сети 220 В переменного тока с частотой 50 Гц. Был использован залитый компаундом трансформатор ТПК-2 (ТПГ-2), обладающий переменным напряжением на вторичной обмотке 18 В и максимальным током нагрузки 160 мА.

В позиции VD1 можно использовать диодные мосты DB102, DB103, DB104 или подобные.

Стабилитрон VD2 обладает напряжением пробоя 4,7 В. Его можно поменять на один из приборов: 1N4729A, 1N4730A, 1N4731A, 1N4732A, BZT52-C3V9, BZV85C-3V6, BZW22C-4V3, BZX55C-3V6, BZX55C-3V9, BZX55C-4V3, BZX55C-4V7, BZX79C-3V6, BZX79C-4V7, BZX85C-3V9, BZX85C-4V3, BZX85C-4V7 или ZPY4V7.

Вместо компонента L7818CV интегрального стабилизатора напряжения DA1 разрешено поставить микросхему KP1180EH18A или KP1180EH18B. Деталь монтируют на ребристый охладитель HS205-30, нанеся на контактирующий участок кремнийорганическую теплопроводящую пасту КПТ-8, приготовленную согласно ГОСТ 19783-74, или аналогичную.

Диоды VD3 и VD5 марки КД521А, а также импульсные диоды VD10, VD11, VD16–VD19 марки КД522Б, допустимо поменять на приборы 1N4148, 1N4148А, 1N4448, FYR120, MUR120, SF11, SF12 или SF14.

Диод VD4, обозначенный КД221А, можно заменить одной из деталей 1N4934, FR103, КД106А, КД212А или подобной.

Оксидные конденсаторы С13 и С15 были использованы серии CD26L с пониженным паразитным внутренним сопротивлением.

Вместо диодов 1N5819 (VD6–VD9, VD12–VD15, VD26, VD27) можно применить 11DQ06, 11DQ10, 1N5822, MBR160, SB140, SB160, SB1100, SB2100, SR1100, SR106, SR160, SR180.

Для импульсного трансформатора TV2 использован один тороидальный магнитопровод типоразмером K16×10×4,5 из марганец-цинкового феррита M2000HM. Его магнитная проницаемость, измеренная автором, составила 1866. Острые кромки сердечника заблаговременно притупляют. Первичная обмотка I выполнена из уложенных в один слой 80 витков провода диаметром 0,30 мм по изоляции. Измеренная индуктивность обмотки составила 6,11 мГн, а ее индуктивность рассеяния — 11 мкГн. Вторичные обмотки II и III были для удобства намотаны одновременно в два провода. Каждая из этих обмоток содержит по 100 витков провода диаметром 0,30 мм по изоляции. Индуктивность каждой из них — 9,31 мГн, а индуктивностью рассеяния — 16 мкГн.

Для намотки допустимо применить провод ПЭТВ, ПЭВ-2 или ПЭЛШО. Провода всех обмоток укладывают плотно, тип намотки — “виток к витку”. Покрытие феррита магнитопровода, а также межобмоточная (между обмоткой I и обмотками II и III) и покровная изоляции были выполнены узкими и тонкими тефлоновыми лентами. Целесообразность покровной изоляции продиктована необходимостью защиты обмоточного провода от механических повреждений.

Транзисторы VT1 и VT2 марки BC337-40 заменимы на 2N4401, 2SC5707, 2SD1803S, MPSA05, MPSA06.

Светодиоды HL1 и HL2 могут быть применены марок ARL2-3214UBC, L-7104PBC-A, L-934MBC или L-934MBD.

Каждый из стабилитронов VD20–VD23 характеризуется напряжением пробоя 15 В, а каждый из стабилитронов VD24 и VD25 — 3,9 В. Стабилитроны VD20–VD23 можно взять марок 1N4744A, 1N4745A, BZV85C-15V, BZX85C-15V, BZX85B-16V, BZX85C-16V, ZY15, а стабилитроны VD24 и VD25 — 1N4729A, 1N4730A, 1N4731A, BZV85C-3V6, BZW22C-4V3, BZX85C-3V9 или BZX85C-4V3.

Трансформатор тока ТА1 выполнен на тороидальном магнитопроводе, состоящем из двух сложенных вместе без прокладок и склеенных между собой эпоксидным компаундом колец, каждое из которых имеет типоразмер $K20 \times 12 \times 6$ и выполнено из феррита М2000НМ-А. После склейки магнитопровода его кромки стачивают надфилем или наждачной бумагой, а затем подготавливают сердечник к укладке провода, покрывая его изоляцией, например, из лакоткани или фторопласта.

Вторичная обмотка содержит 135 витков провода ПЭЛ или ПНЭТ-имид диаметром 0,33 мм по изоляции или 0,28 мм по меди. Индуктивность обмотки составляет 40,0 мГн. Первичная обмотка образована одним витком силового провода, протянутого сквозь окно магнитопровода. Силу протекающего по нему тока необходимо проконтролировать.

5.6.5. Конструкция

Устройство собирают на печатной плате из односторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной от 1 мм до 1,5 мм. Чертеж печатной платы показан на рис. 5.45, а сборочный чертеж — на рис. 5.46.

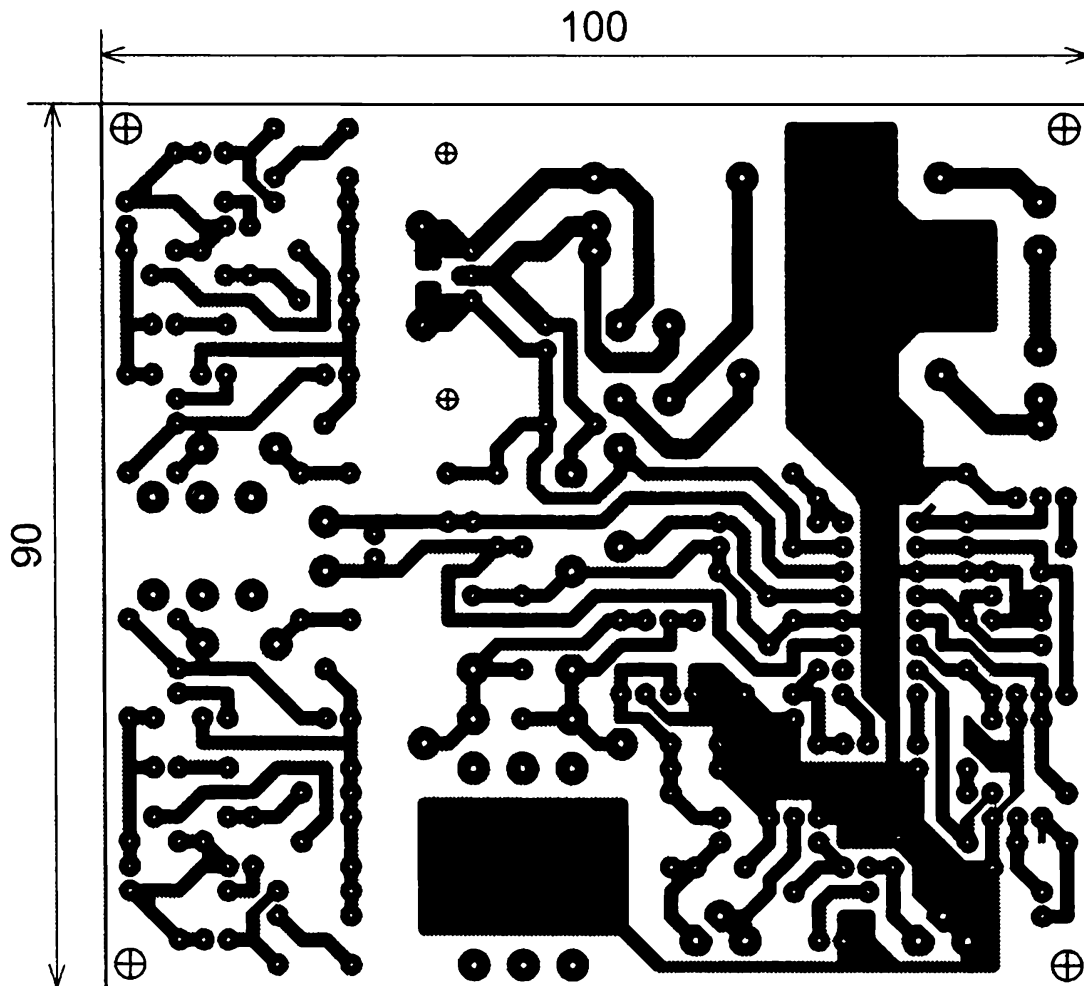


Рис. 5.45. Чертеж печатной платы

Со стороны деталей монтируют единственную перемычку. Со стороны печатных дорожек прямо между выводами питания микросхемы DA2 припаивают всего две детали: керамические чип-конденсаторы С11 и С19 с номинальным напряжением 50 В. Такое размещение обеспечивает минимальное расстояние между выводами контроллера и блокировочными конденсаторами.

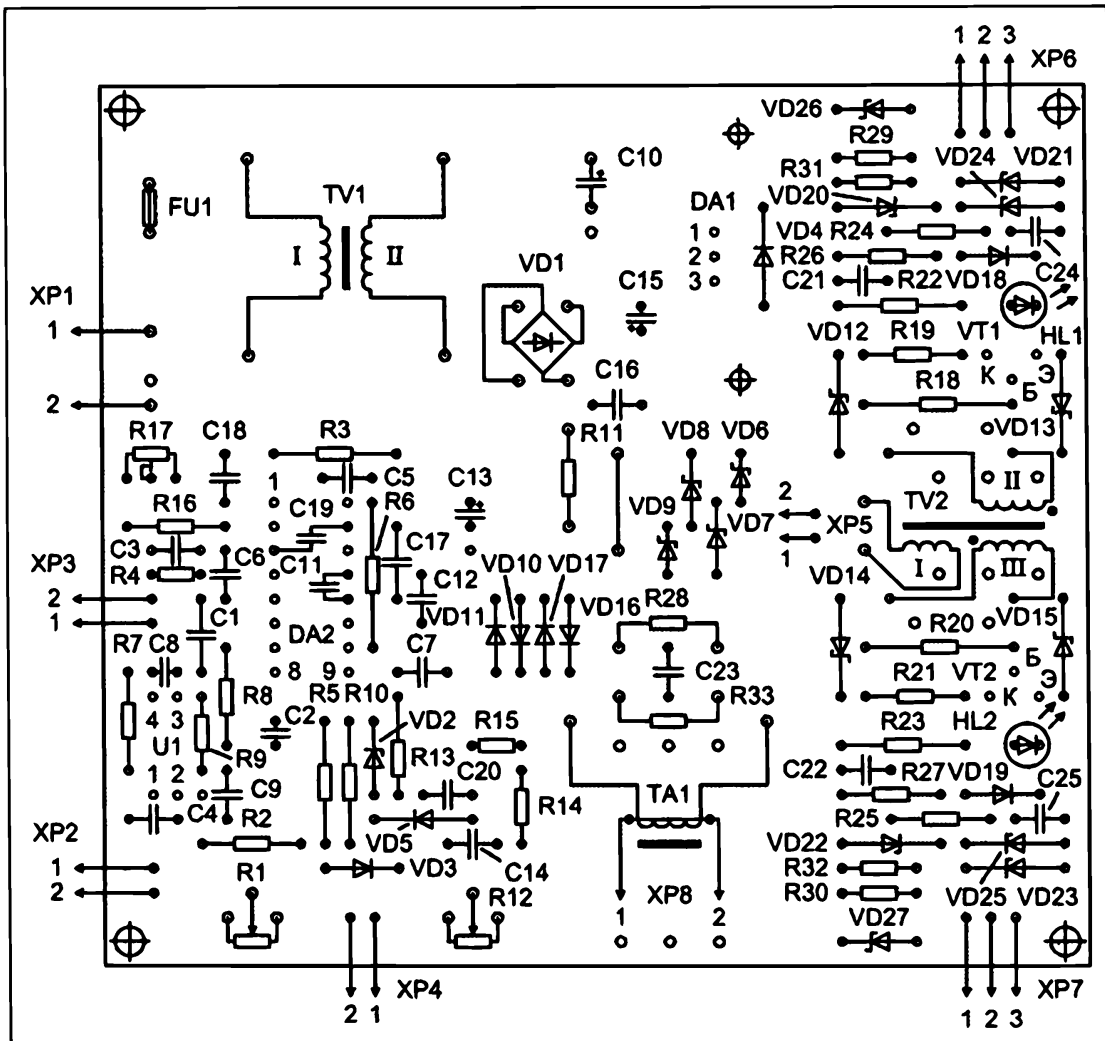


Рис. 5.46. Сборочный чертеж устройства

После сборки и регулировки плату с деталями покрывают диэлектрическим лаком.

5.6.6. Регулировка и проверка работы

Первым делом следует проверить монтаж и фазировки вторичных обмоток импульсного трансформатора TV2. После этого необходимо включить задающий генератор в сеть и выяснить силу постоянного тока, потребляемого контроллером DA2 от интегрального стабилизатора DA1. Пока к выходным разъемам XP6 и XP7 не подключены нагрузки, этот ток должен лежать в диапазоне от 55 мА до 70 мА. При существенном отличии силы тока необходимо отыскать ошибки в монтаже или неисправные компоненты.

Затем подключают осциллограф к разъему XP5, и, регулируя сопротивление подстроечного резистора R17, достигают появления между выводами 11 и 14 оконечного каскада контроллера DA2 прямоугольных импульсов напряжения с паузой на нулевом уровне. Их осциллограмма представлена на рис. 5.47 (развертка — 5 мкс/деление; частота — 40,0 кГц; положение аттенюатора — 10 В/деление).

Амплитуда импульсов составляет примерно 16 В. Теперь подключают осциллограф к одной из вторичных обмоток согласующего импульсного трансформатора TV2, импульсы напряжения на которой показаны на рис. 5.48 (развертка — 5 мкс/деление; частота — 40,0 кГц; положение аттенюатора — 10 В/деление).

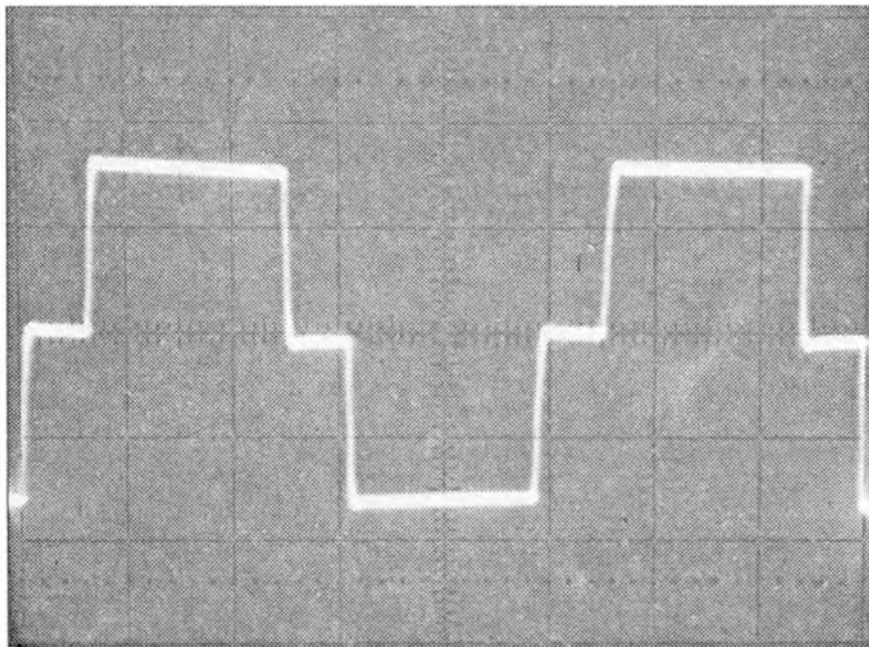


Рис. 5.47. Осциллограмма импульсов напряжения

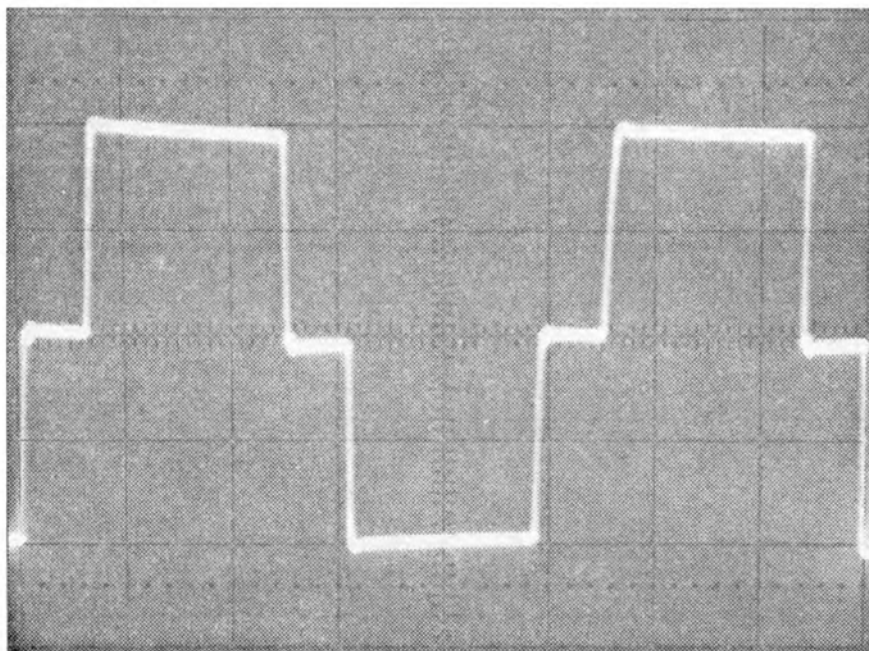


Рис. 5.48. Осциллограмма двуполярных импульсов напряжения

Импульсы должны иметь амплитуду около 20 В, и такую же форму, как на первичной обмотке. Подключив осциллограф к другой вторичной обмотке, можно наблюдать точно такие же импульсы напряжения.

Теперь следует проверить диапазон перестройки с помощью резистора R1 частоты генерирования. Он должен быть не уже, чем 20..50 кГц. Скорректировать частотный диапазон можно, подобрав сопротивления резисторов R2 и R5. Срывов генерирования импульсов быть не должно.

Пришло время исследовать форму импульсов на любом из двух выходов задающего генератора, временно не подключая в качестве нагрузки ключевой транзистор. Осциллограмма импульсов напряжения между контактами 1 и 2 разъемов ХР6 или ХР7 при максимальной частоте 51,5 кГц показана на рис. 5.49, а при частоте 25,1 кГц — на рис. 5.50 (в обоих случаях развертка — 5 мкс/деление; установка аттенюатора — 5 В/деление). Рассмотрим в подробностях процесс переключения.

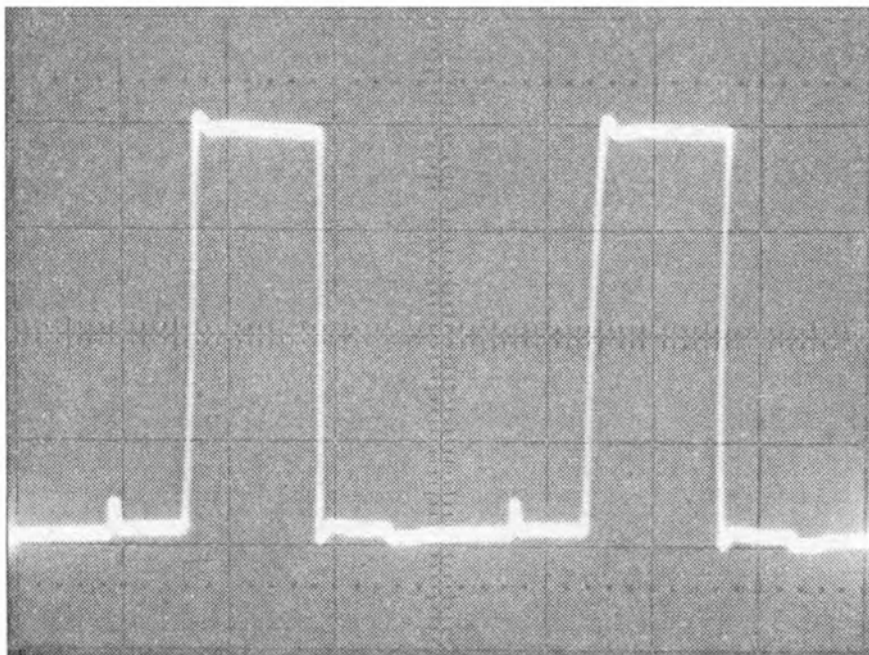


Рис. 5.49. Осциллограмма импульсов напряжения при частоте 51,5 кГц

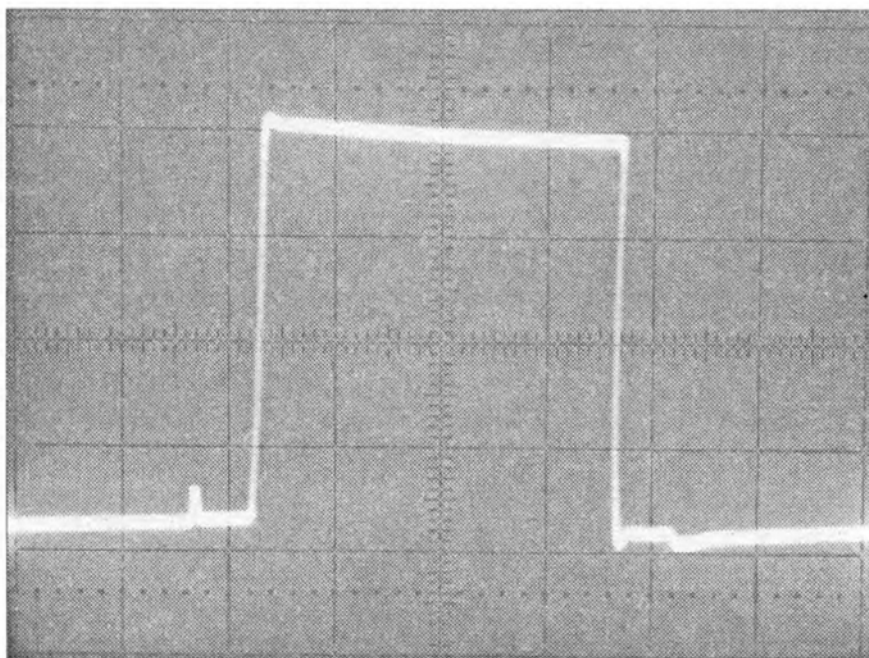


Рис. 5.50. Осциллограмма импульсов напряжения при частоте 25,1 кГц

На рис. 5.51 и рис. 5.52 показаны соответственно фронт и спад импульса напряжения на любом из выходов драйверов при отсутствии нагрузки (развертка — $0,2 \cdot 2$ мкс/деление; частота — 40,0 кГц; одна клетка по вертикали соответствует 5 В). Если наблюдаем импульсы именно таких форм и амплитуд, то можно считать, что этап успешно завершен, и переходить к финальной проверке, соединив задающий генератор с электронными ключами преобразователя.

Подключим к задающему генератору биполярный транзистор с изолированным затвором марки IRG4PC50W, к выводам коллектор-эмиттер которого временно не подведено напряжение. Осциллограммы соответственно фронтов и спадов импульсов напряжения между затвором и эмиттером данного транзистора представлены на рис. 5.53 и рис. 5.54 (развертка — $0,2 \cdot 2$ мкс/деление; частота — 40,0 кГц; аттенюатор — 5 В / деление).

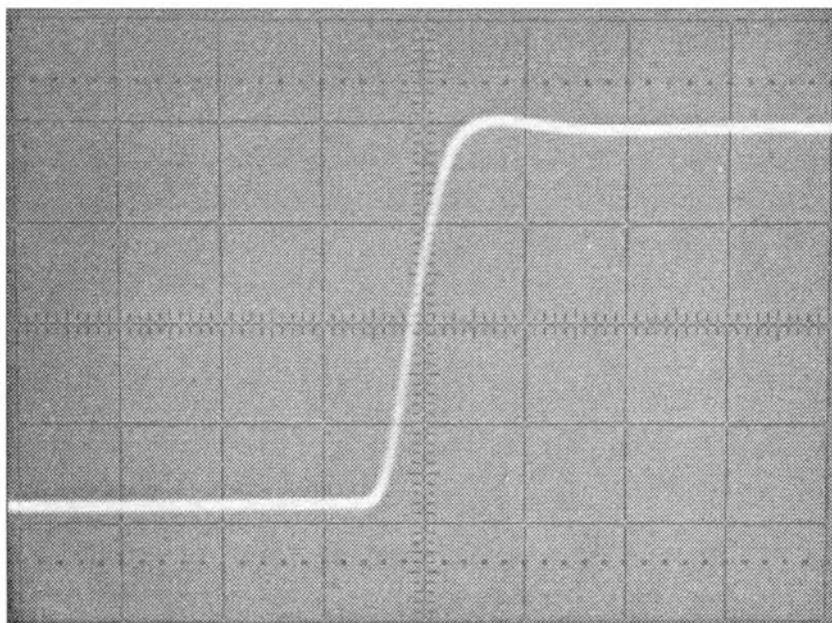


Рис. 5.51. Фронт импульса напряжения при частоте 40,0 кГц

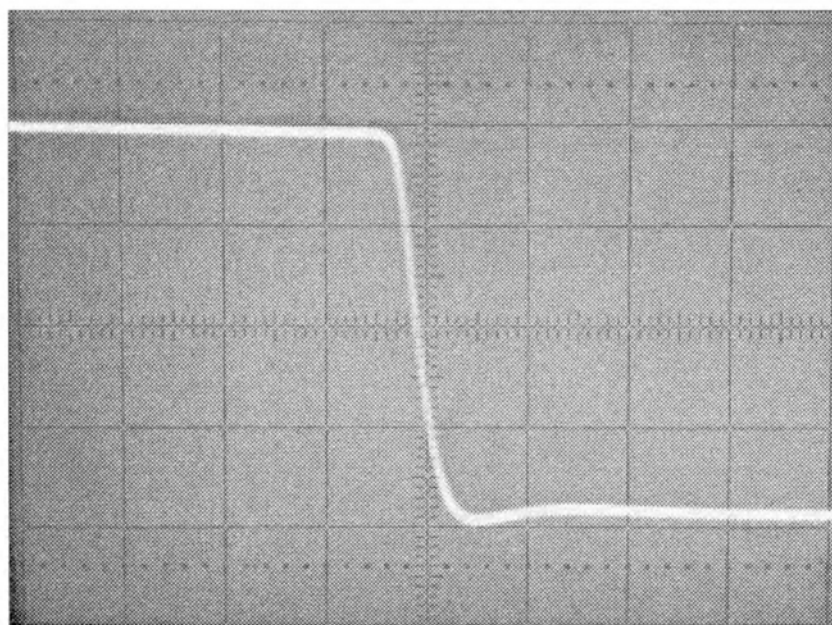


Рис. 5.52. Спад импульса напряжения при частоте 40,0 кГц

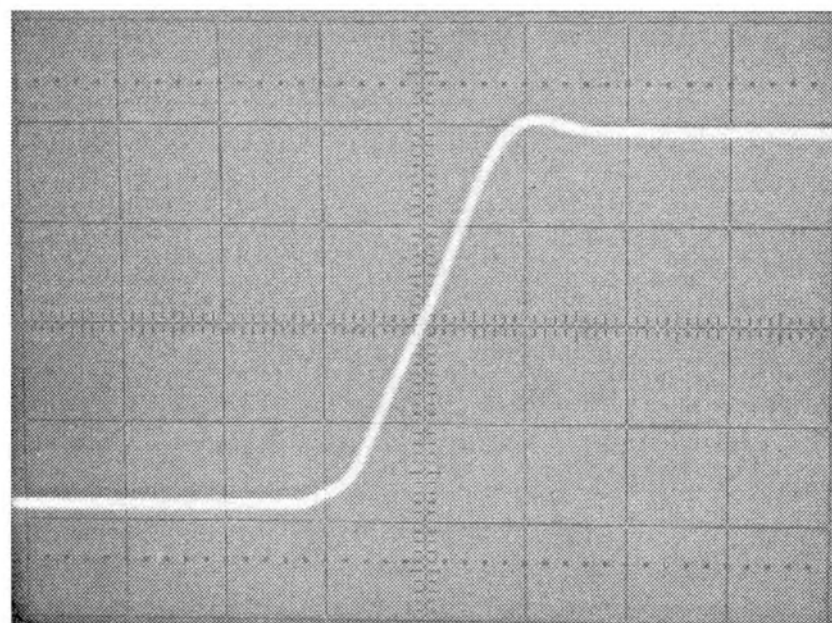


Рис. 5.53. Фронт импульса напряжения при частоте 40,0 кГц

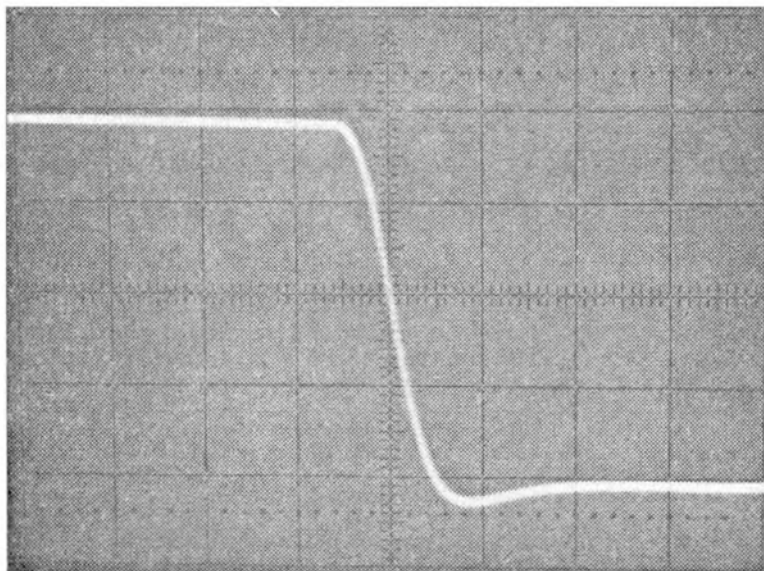


Рис. 5.54. Спад импульса напряжения при частоте 40,0 кГц.

Как видим, длительность фронта нагруженного генератора, в сравнении с вариантом отсутствия нагрузки, возросла почти вдвое: до 0,5 мкс. Длительности фронтов зависят от сопротивлений резисторов, включенных последовательно с затворами электронных ключей, например R31 и R32. Это можно легко обнаружить, включив последовательно с затвором транзистора IRG4PC50W постоянный резистор сопротивлением 68 Ом, результат чего показан на рис. 5.55 (условия съема показаний — те же, что и в предыдущем случае).

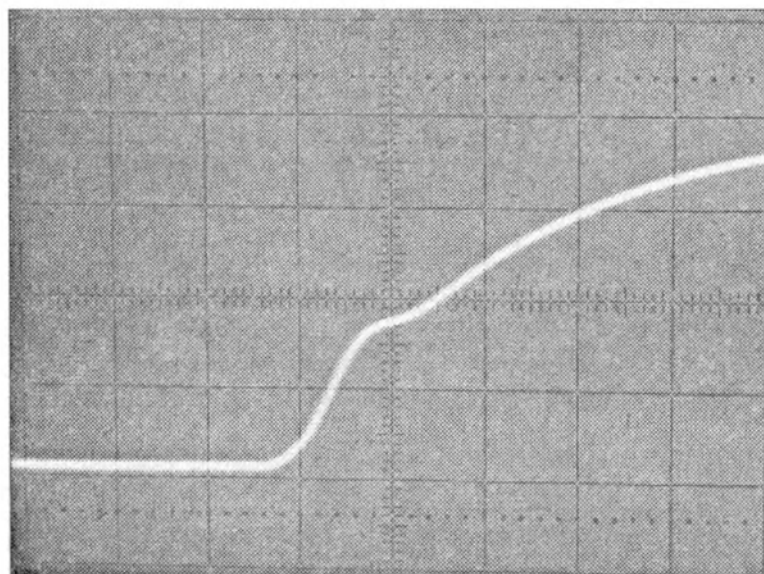


Рис. 5.55. Длительный фронт импульса напряжения с плато Миллера

Очевидно, что произошло затягивание фронта импульса, на котором хорошо заметно плато Миллера.

5.7. Двухтактный задающий генератор импульсов с bootstrap-драйвером

5.7.1. Описание генератора

Управлять ключевыми транзисторами импульсного преобразователя можно не только с помощью сигнального трансформатора гальванической развязки, быс-

тродействующих оптронов, но и bootstrap-драйвера. Рассматриваемый ниже задающий генератор сконструирован для работы совместно с двухтактным полумостовым преобразователем. Он способен коммутировать мощные силовые МОП-транзисторы, обеспечивая “плавающее” управление верхним плечом. Принципиальная схема устройства представлена на рис. 5.56.

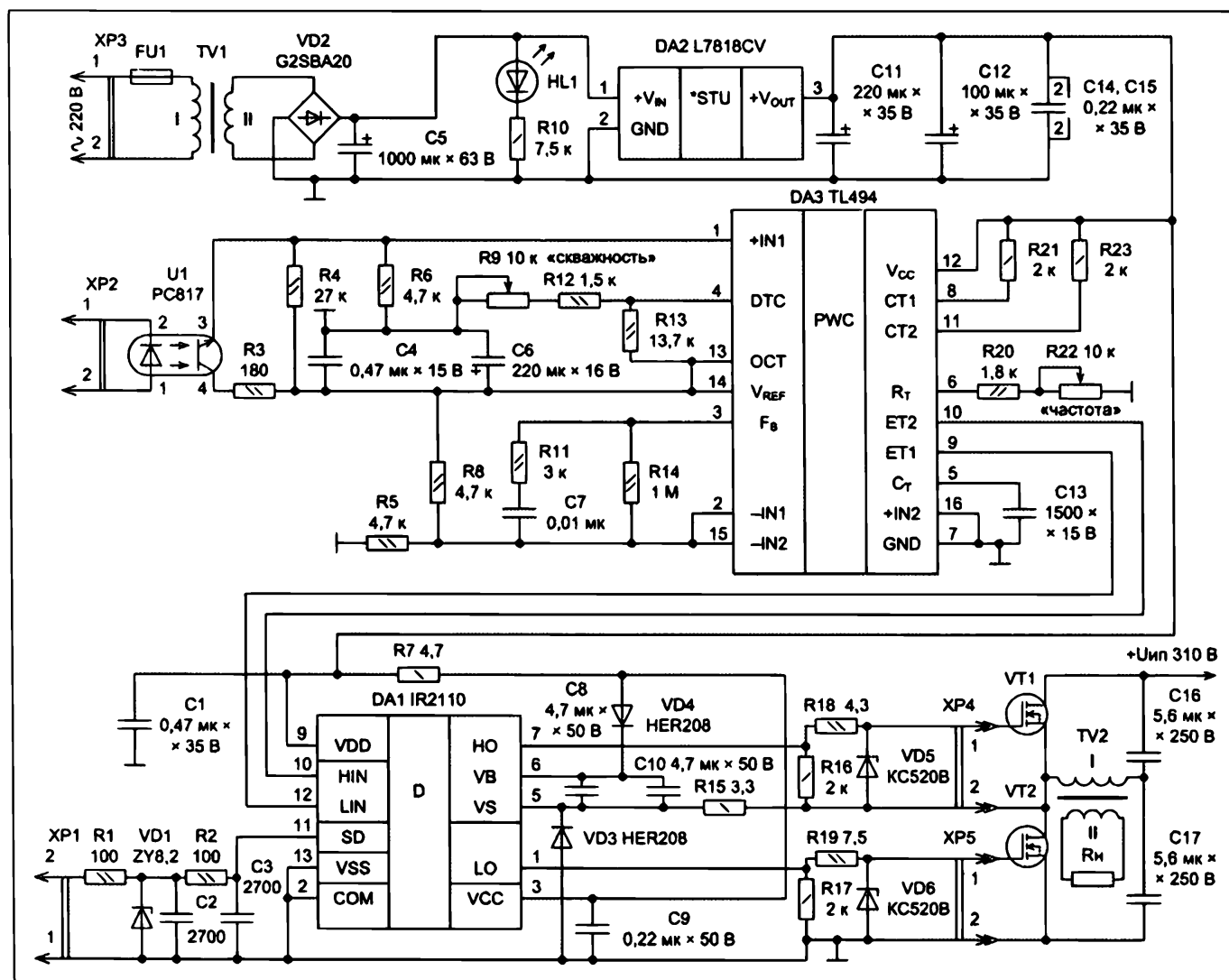


Рис. 5.56. Принципиальная схема задающего генератора

Основным компонентом драйвера верхнего и нижнего ключей выступает специализированная микросхема IR2110. В один полупериод, пока силовой транзистор VT1 закрыт, транзистор VT2 открыт и напряжение на его стоке относительно общего провода мало. Происходит заряд конденсаторов C8 и C10. Ток заряда течет от положительного полюса вспомогательного источника питания драйвера через резистор R7, диод VD4, обкладки конденсаторов C8 и C10, резистор R15, выводы сток-исток открытого транзистора VT2 к общему проводу. В другой полупериод ключевой транзистор VT2 закрыт, а транзистор VT1 открыт. При этом велико напряжение сток-исток запертого транзистора VT2, и по диоду VD4 течет лишь небольшой обратный ток, и частично расходуется энергия, накопленная в конденсаторах C8 и C10, на питание верхнего плеча. В очередной полупериод конденсаторы C8 и C10 будут подзаряжены от источника питания задающего генератора. Суммарная емкость конденсаторов C8 и C10 не должна быть ни чрезмерно большой, ни слишком малой. При чрезмерно большой емкости их заряд не сможет быть полностью пополнен в течение полупериода, пока открыт транзистор VT2.

При слишком малой емкости заряд будет исчерпан до того, как наступит момент штатного закрывания верхнего ключевого транзистора VT1. В обоих случаях работа преобразователя будет нарушена, и возникнет аварийная ситуация.

Частоту формируемых прямоугольных импульсов напряжения можно плавно перестраивать в широких пределах переменным с помощью резистора R22, а их скважность — с помощью переменного резистора R9. В устройстве предусмотрен входной разъем XP1, на который подают сигнал, запрещающий генерирование импульсов. Внешний вид законченного модуля задающего генератора с bootstrap-драйвером изображен на рис. 5.57 (вид спереди) и рис. 5.58 (вид сбоку).

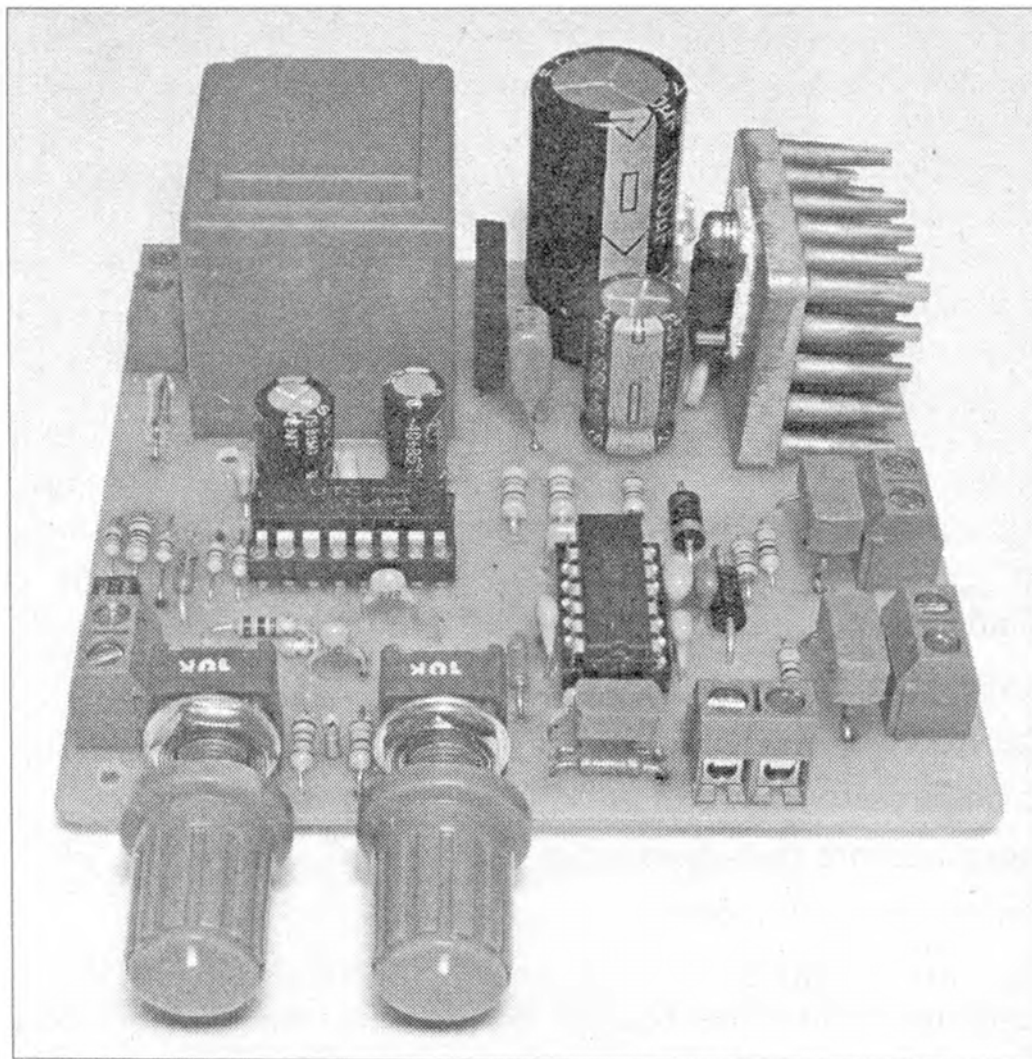


Рис. 5.57. Вид спереди на компоненты задающего генератора

5.7.2. Основные технические характеристики

| | |
|---|-------------|
| Номинальное переменное напряжение питающей сети, В | 220 |
| Фактический диапазон перестройки частоты генерации, кГц | 33,7..151,8 |
| Напряжение выходных импульсов, В | ≈ 0..+15 |
| Наибольший переменный ток ¹ , потребляемый генератором, мА | 15,4 |
| Активная мощность I, потребляемая устройством, Вт, не более | 1,9 |
| Измеренная масса устройства, г | 195 |
| Габаритные размеры устройства (без органов управления), мм | 87,5×85×34 |

¹ Значение при максимальном коэффициенте заполнения импульсов и наибольшей частоте в рабочем диапазоне

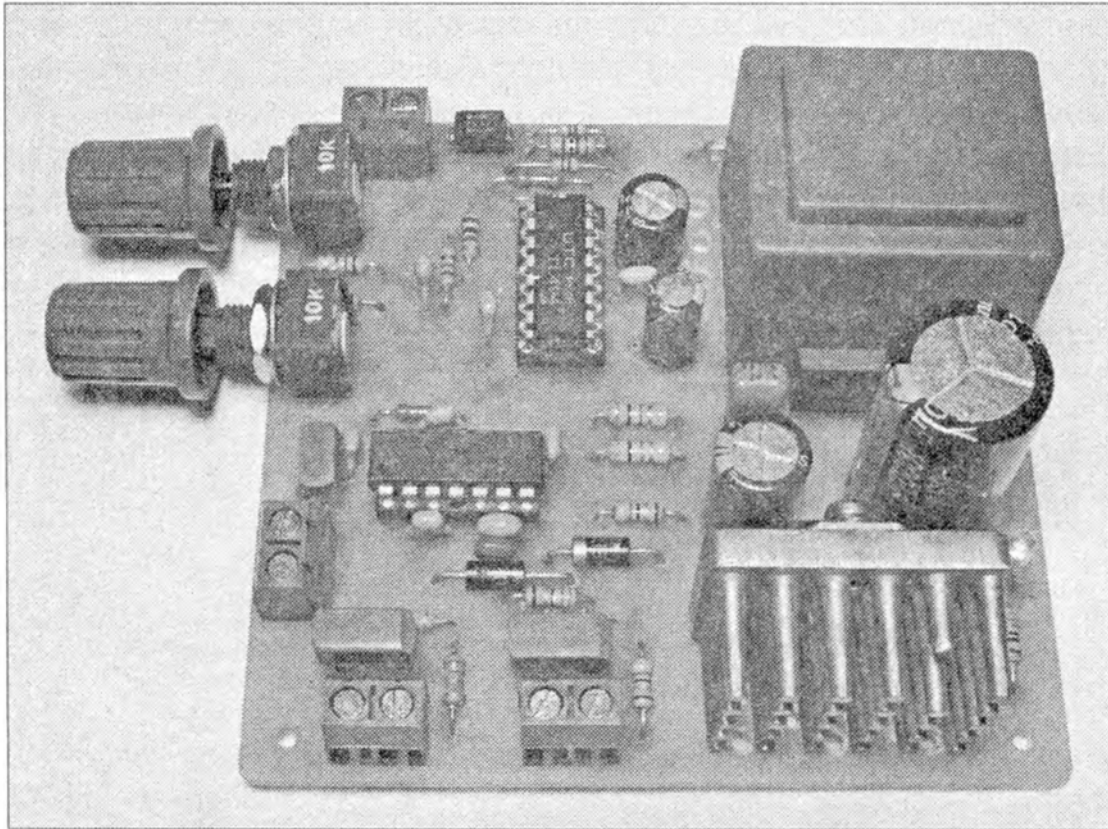


Рис. 5.58. Вид сбоку на компоненты задающего генератора

После долговременного прогрева задающего генератора, нагруженного на полумостовой преобразователь с ключевыми транзисторами VT1 и VT2 марки IRFP460, наибольшая температура была отмечена у следующих компонентов:

- микросхемы DA2, закрепленной на охладителе, — 38°C;
- контроллера DA3 — 36°C;
- драйверной микросхемы DA1 — 35°C;
- линейного сетевого трансформатора TV1 — 35°C;
- диодной сборки VD2 — 32°C.

Все остальные компоненты обладали меньшей температурой нагрева. Во время проведения измерений температура окружающей среды составляла 24°C, охлаждение было естественным.

5.7.3. Назначение компонентов

Задающий генератор подсоединяют к сети электропитания с помощью разъема XP3. Для защиты от последствий маловероятной аварии использован плавкий предохранитель FU1. Для гальванической развязки компонентов задающего генератора от сети и согласования напряжений служит линейный трансформатор TV1.

В качестве выпрямителя переменного тока, протекающего по вторичной обмотке трансформатора TV1, выступает диодная сборка VD2. Для подавления пульсаций использован конденсатор C5. Рабочее состояние устройства индицирует светодиод HL1, а резистор R10 ограничивает протекающий по нему ток. Стабилизацию напряжения на уровне +18 В, питающего контроллер задающего генератора DA3 и драйвер DA1, выполняет микросхема DA2. Конденсаторы C11, C12 (оксидные) и C1, C14; C15 (керамические) замыкают пульсации на общий провод.

Общее сопротивление резисторов R20 и R22, а также емкость конденсатора C13 задают частоту следования импульсов. Скважность импульсов зависит от параметров делителя опорного напряжения V_{ref} , подведенного между общим проводом и выводом 4 DTC контроллера DA3. Коэффициент деления опорного напряжения зависит от сопротивлений резистора R13 и суммарного сопротивления постоянного резистора R12 плюс — задействованной части переменного резистора R9. Присутствующее между общим проводом и выводом 14 контроллера DA3 опорное напряжение +5 В фильтруют конденсаторы C4 и C6. Инвертирующие входы первого и второго усилителей сигнала ошибки соединены между собой. Напряжение между ними и общим проводом, благодаря резисторам делителя R5 и R8, составляет половину опорного напряжения. Конденсатор C7 и резисторы R11, R14 задают амплитудно-частотные характеристики усилителей сигналов ошибки.

Цепь гальванически развязанного управления скважностью импульсов, генерируемых контроллером DA3, выполнена на компонентах R3, R4, R6 и U1. К разъему XP2 может быть подключена система автоматического регулирования, например, поддерживающая неизменным выходное напряжение ИИП. Резисторы R4, R6 образуют делитель постоянного опорного напряжения, которое подведено к неинвертирующему входу первого усилителя сигнала ошибки (вывод 1 контроллера DA3). Если по светодиоду оптрона U1 будет пропущен ток, вызывающий излучение, то откроется фототранзистор оптрона, который шунтирует резистор R4. При этом постоянный резистор R3 исключает непосредственное соединение неинвертирующего входа первого усилителя сигнала ошибки с источником опорного напряжения только через открытый фототранзистор, а повышение напряжения между выводами 1 и 7 контроллера DA3 инициирует возрастание скважности генерируемых импульсов.

Сигнал логического уровня, запрещающий формирование импульсов драйверной микросхемой DA1, поданный на разъем XP1, проходит фильтрацию двумя Г-образными RC-фильтрами, собранными на компонентах C2, R1 и C3, R2. Отфильтрованное напряжение с обкладок конденсатора C3 приложено между 11 выводом SD и общим проводом. Стабилитрон VD1 играет роль ограничителя напряжения. Если к контактам разъема XP1 будет приложено существенно большее напряжение, чем достаточное для запрета появления импульсов, то напряжение, подведенное к выводам 11 и 2, 13 микросхемы DA1 не превысит максимально допустимое для компонента. Избыточное напряжение упадет на резисторе R1.

В течение времени, пока транзистор VT1 открыт, а VT2 закрыт, питание оконечного каскада микросхемы DA1 происходит от конденсаторов вольтодобавки C8 и C10. Когда транзистор VT1 закрыт, а VT2 открыт, через быстродействующий диод VD4 течет ток, подзаряжающий конденсаторы C8 и C10. Быстрые переключения компонентов, по которым текут значительные токи, за счет энергии, накопленной в паразитных индуктивностях печатных и монтажных проводников, вызывают “всплески” напряжения.

В качестве иллюстрации рассмотрим осциллограмму, на которой изображен спад импульса напряжения между выводом 5 микросхемы DA1 и ее выводами 2 и 13, соединенными с общим проводом (рис. 5.59). Частота — 33,8 кГц, длительность импульса — 3,5 мкс, развертка — 1 мкс/деление.

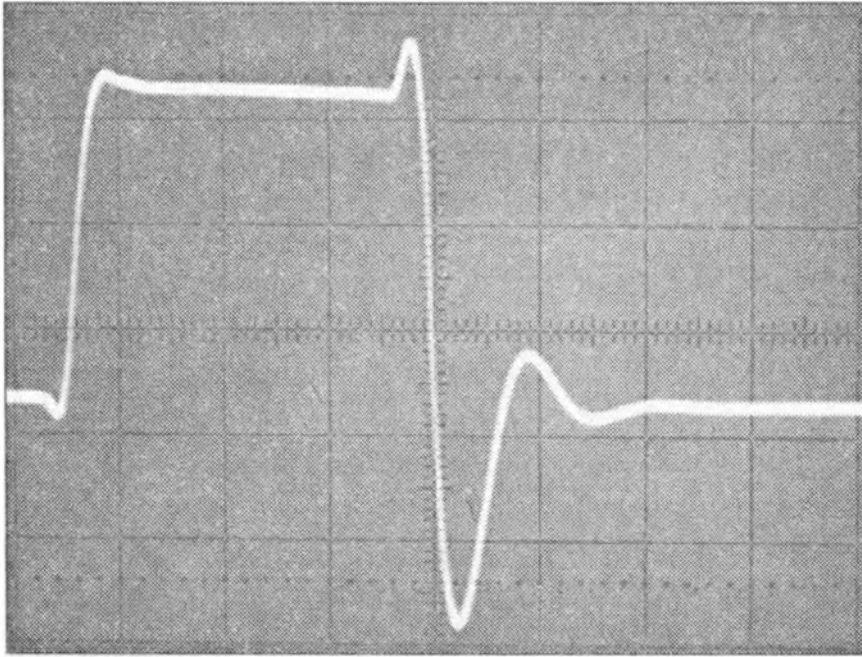


Рис. 5.59. Отрицательный пик после спада импульса напряжения

Отчетливо виден вредоносный импульс обратного напряжения и быстро затухающий паразитный колебательный процесс. Для подавления паразитных импульсов отрицательной полярности, которые могут возникать между выводом 5 микросхемы DA1 и общим проводом, включен быстрый высоковольтный диод VD3. Кроме того, использован постоянный резистор R15, замедляющий процессы переключений. Насколько возможно, были укорочены соединительные проводники.

Меры, принятые для уменьшения “всплеска” отрицательного напряжения, позволили значительно снизить пиковое значение импульса напряжения отрицательной полярности между выводами 5 и 2 ИМС DA1, осциллограмма которого изображена на рис. 5.60 (частота — 37,2 кГц, развертка — 1 мкс/деление, аттенюатор — 10 В/деление).

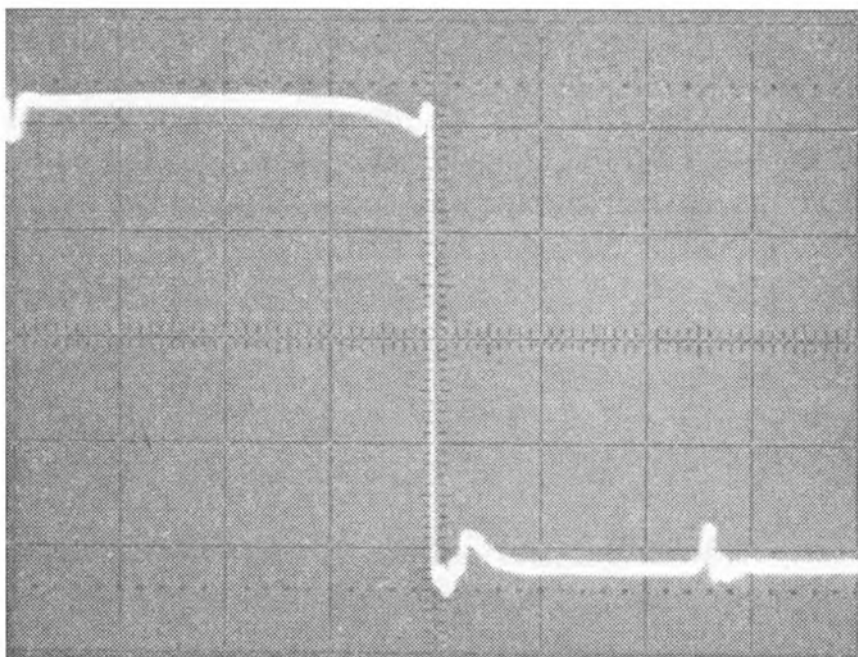


Рис. 5.60. Купированный отрицательный пик после спада импульса напряжения

Включенный параллельно выводам питания микросхемы DA1 керамический конденсатор С9 — блокировочный. Резисторы R18 и R19 понижают скорости переключения полевых транзисторов VT1 и VT2. Стабилитроны VD5 и VD6 ограничивают напряжение затвор-исток ключевых транзисторов VT1 и VT2 от непомерного повышения, чем помогают предотвратить их выход из строя. Конденсаторы С16 и С17 образуют емкостный делитель напряжения, в среднюю точку которого подсоединен силовой импульсный трансформатор TV2.

5.7.4. Возможные замены компонентов

Целесообразно, чтобы все резисторы и конденсаторы, используемые в изделии, были малогабаритными.

Линейный трансформатор TV1 может быть взят марки ТПК-2, ТПГ-2 или аналогичной. При этом трансформатор должен обеспечивать ток вторичной обмотки до 140 мА и переменное напряжение на ее выводах — не ниже 18 В при максимальной нагрузке.

Марка оптрона U1 — PC816, PC817, LTV816 или LTV817. Возможна замена стабилитрона VD1 на приборы 1N4738A, 1N4739A, BZX85C-8V2, BZX85C-9V1, BZV85C-9V1 или подобные с напряжением пробоя примерно 8,2..9,1 В.

Диодная сборка VD2, образующая однофазный мост, — марки G2SBA20. Согласно справочным сведениям, она выдерживает максимальный прямой ток 1,5 А в долговременном режиме при температуре 25°C и эффективное обратное напряжение 200 В.

Желательно, чтобы свечение светодиода HL1 было зеленого цвета. Подходят светодиоды марок L-132XGT, L-934GD, L-934GT, L-934SGC, L-1344GD, КИПД89Ф35/15-Л4-П или КИПМ32Д40-ЖЛ-П2.

Вместо быстрых диодов HER208 (VD3 и VD4) можно применить приборы MUR460, MUR480E, SF28, SF38 или UF5406.

Интегральный стабилизатор напряжения DA2 марки L7818CV может быть заменен на KP1180EH18A, KP1180EH18B или близкий по параметрам. В авторском варианте изделия микросхема была привинчена к игольчатому охладителю с полной площадью поверхности 52 см².

Стабилитроны VD5 и VD6 обладают напряжением пробоя примерно в 20 В. Их допустимо поменять на детали 1N4746A, 1N4747A, 1N5354B, 1N5355B, 1N5357B, BZX85C-18V, BZV85C-18V, BZV85C-20V, BZX85C-20V или ZY20.

5.7.5. Конструкция

Задающий генератор можно выполнить на печатной плате из односторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1..2 мм. Чертеж печатной платы изображен на рис. 5.61, а сборочный чертеж — на рис. 5.62.

Диапазон регулировок скважности и частоты импульсов может быть скорректирован подключением дополнительных резисторов, для чего на плате предусмотрены вспомогательные отверстия и контактные площадки.

После сборки, регулировки и проверки работы компоненты bootstrap-драйвера и соединяющие их печатные дорожки необходимо покрыть диэлектрическим лаком для исключения электрического пробоя.

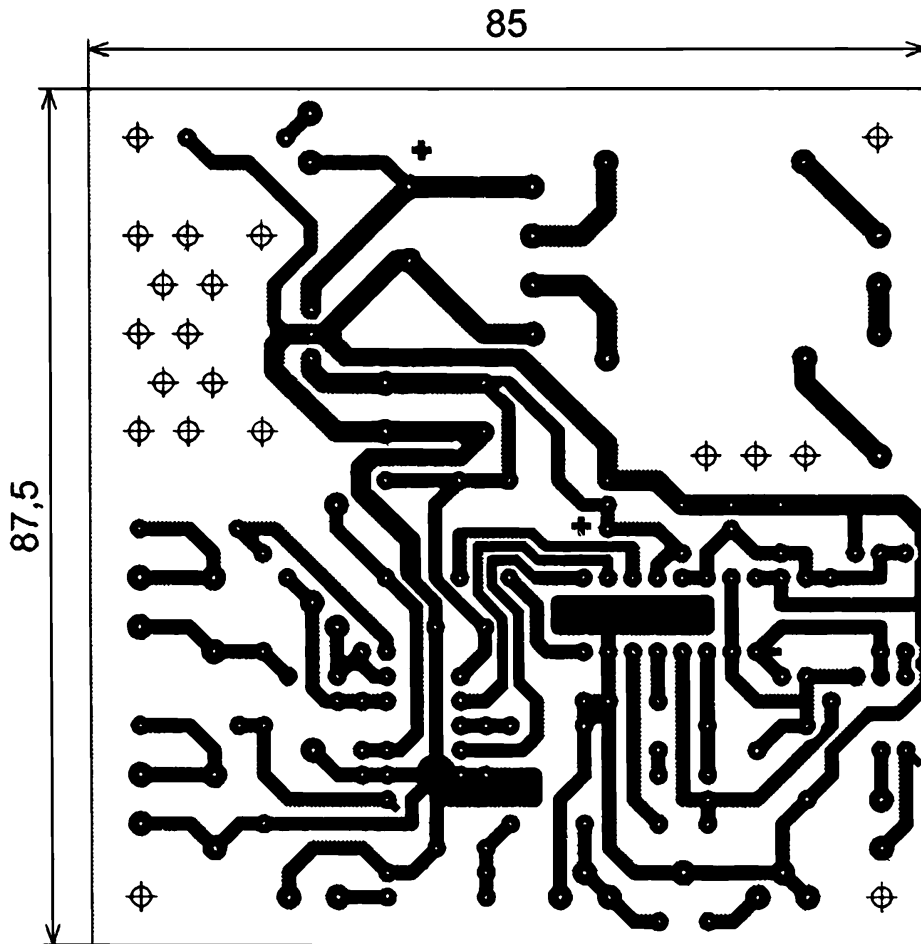


Рис. 5.61. Чертеж печатной платы задающего генератора

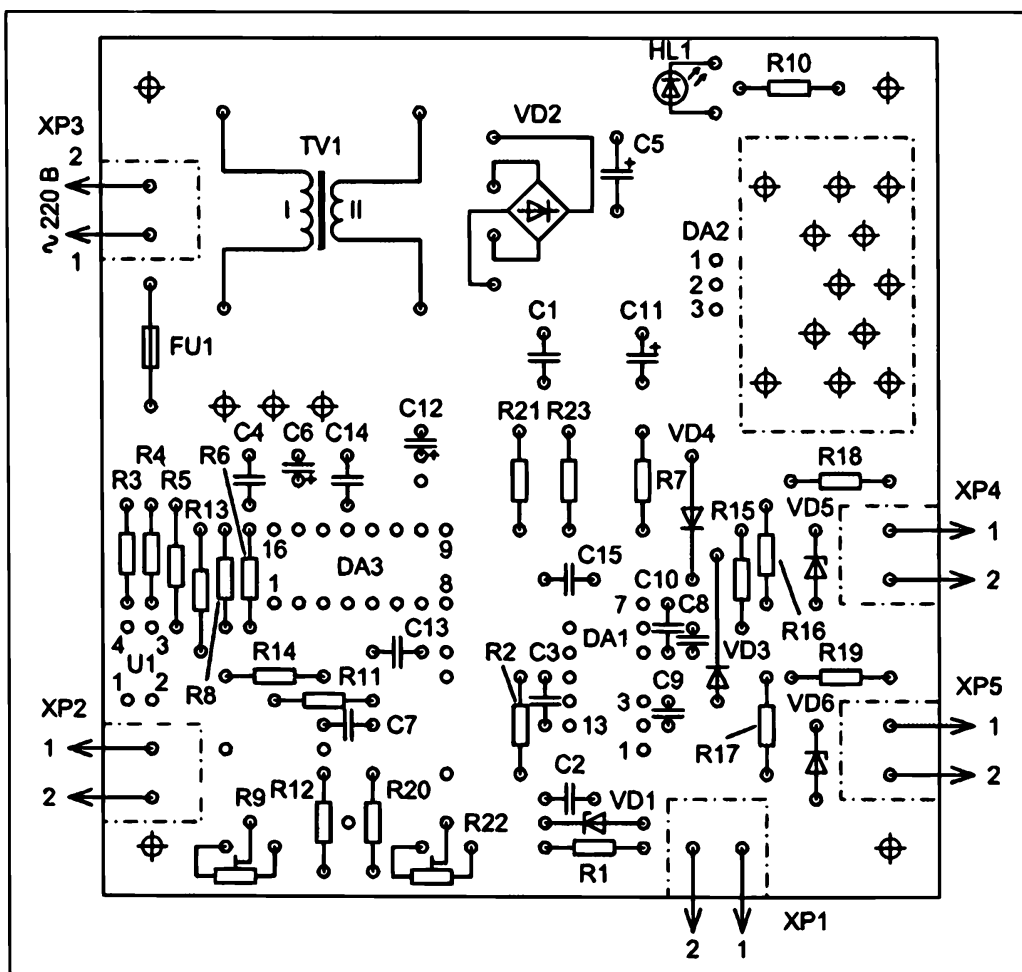


Рис. 5.62. Сборочный чертеж задающего генератора

5.7.6. Проверка работы устройства

Первым делом следует проверить монтаж задающего генератора. Затем к устройству подсоединяют импульсный преобразователь и включают их в сеть, при этом измеряя силу постоянного тока, потребляемого интегральным стабилизатором DA2 от диодного моста VD2. Если будет выставлена минимальная скважность импульсов и максимальная рабочая частота, то самая большая сила этого тока составит примерно 65 мА. Если же скважность будет максимальной, а рабочая частота — минимальной, то указанный ток станет минимальным и составит около 30 мА. При значительном отличии силы тока устройство необходимо выключить и перепроверить монтаж в поиске неисправных деталей. Если существенных различий между токами не будет, можно продолжить проверку.

К импульсному преобразователю подсоединяют эквивалент нагрузки и подключают осциллограф к разъему ХР4 для проверки формы импульсов напряжения, приложенных между затвором и истоком транзистора VT1. Во время испытаний устройства были применены транзисторы VT1 и VT2 марки IRFP460.

Вращение ручки переменного резистора R9 должно приводить к изменению скважности, что отражено на следующих осциллограммах. На рис. 5.63 изображены импульсы минимальной скважности, на рис. 5.64 — средней скважности, а на рис. 5.65 — большой скважности (развертка — 5 мкс/деление, частота — 50,0 кГц, положение аттенюатора — 5 В/деление). Наблюдаемые импульсы однополярны, а их пиковое напряжение составляет от нуля почти до 13,5 В.

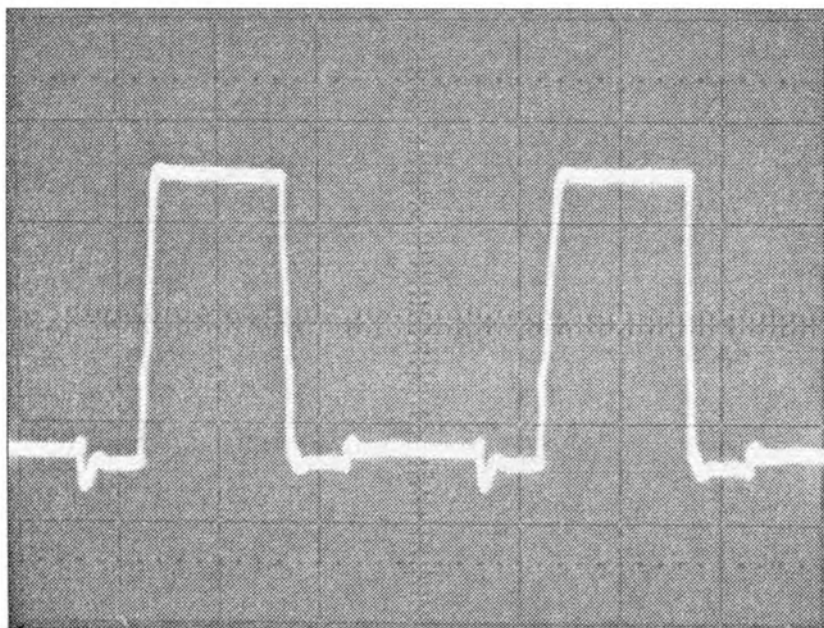


Рис. 5.63. Выходные импульсы напряжения при малой скважности

Теперь можно подсоединить щупы осциллографа к контактам разъема ХР5, чтобы наблюдать импульсы напряжения между затвором и истоком транзистора VT2, типичные формы которых представлены на следующих фотографиях.

На рис. 5.66 показаны импульсы с максимальным коэффициентом заполнения, на рис. 5.67 — со средним коэффициентом заполнения, а на рис. 5.68 — с малым коэффициентом заполнения. Во время опыта развертка составляла 5 мкс/деление, частота была выставлена на 50,0 кГц, аттенюатор зафиксирован в положении 5 В/деление. Импульсы однополярны, обладают пиковым напряжением примерно от нуля до 15 В, и их формы менее искажены, чем в предыдущем опыте.

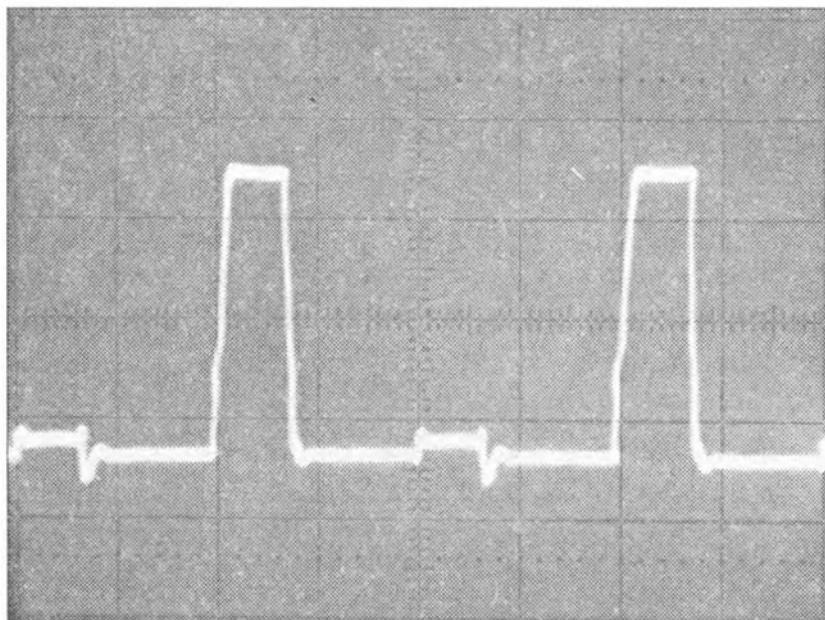


Рис. 5.64. Выходные импульсы напряжения при средней скважности

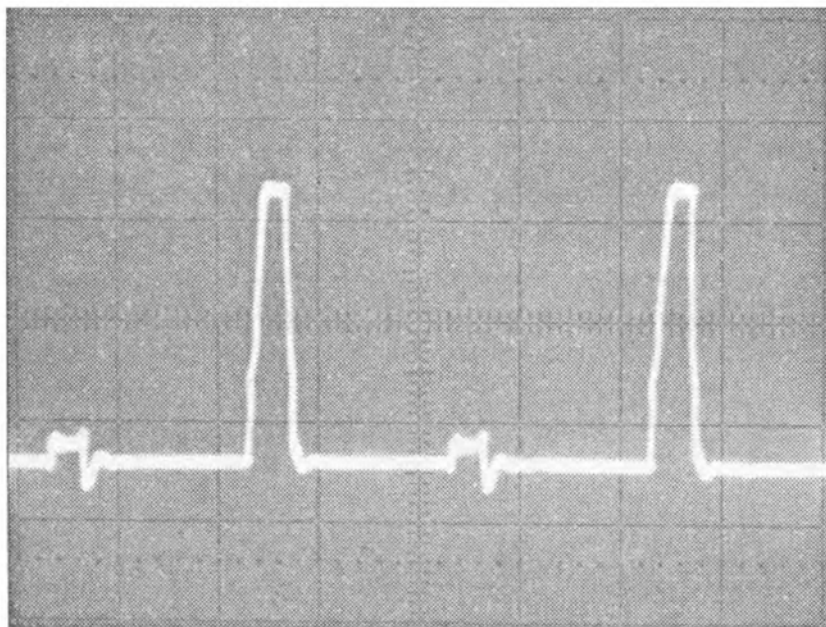


Рис. 5.65. Выходные импульсы напряжения при большой скважности

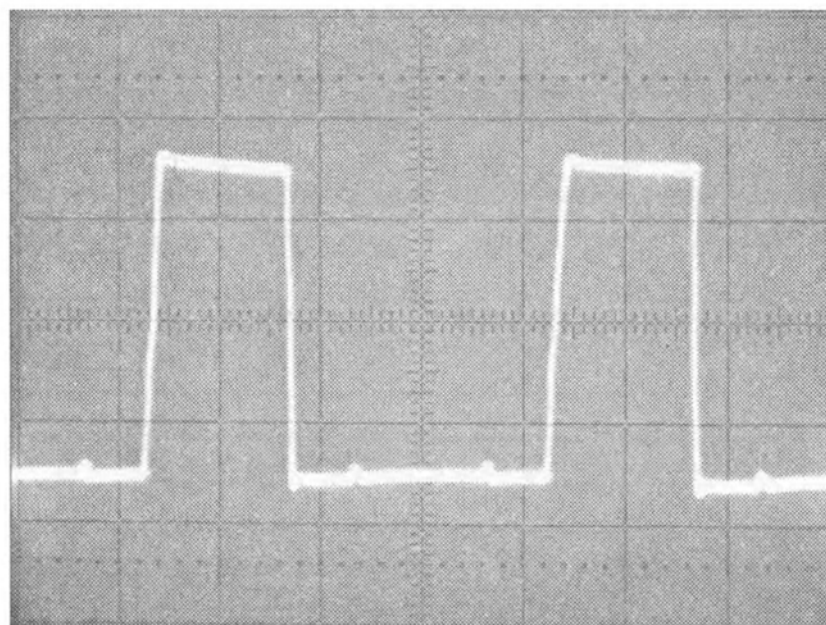


Рис. 5.66. Выходные импульсы напряжения при большом коэффициенте заполнения

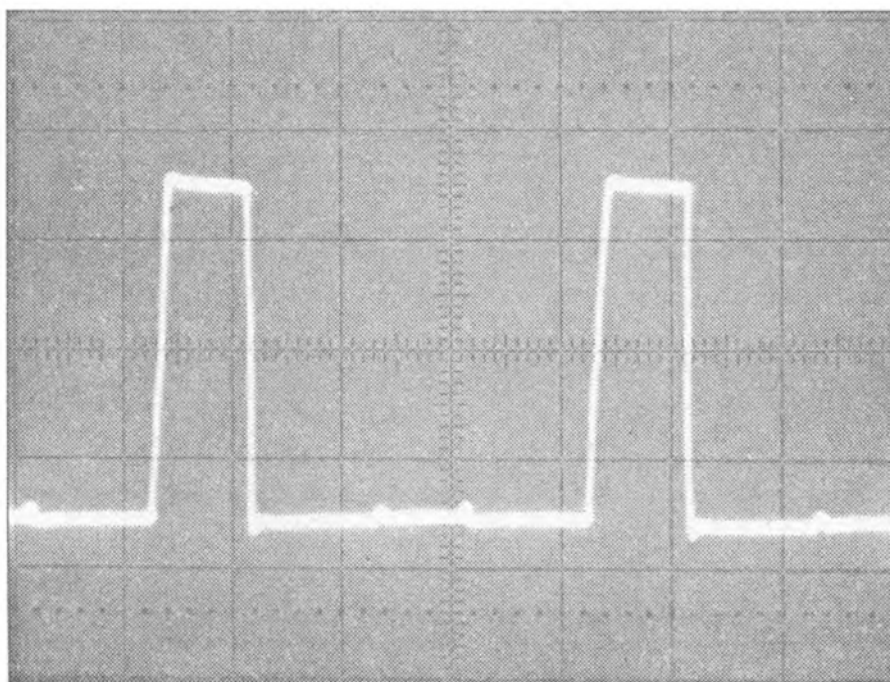


Рис. 5.67. Выходные импульсы напряжения при среднем коэффициенте заполнения

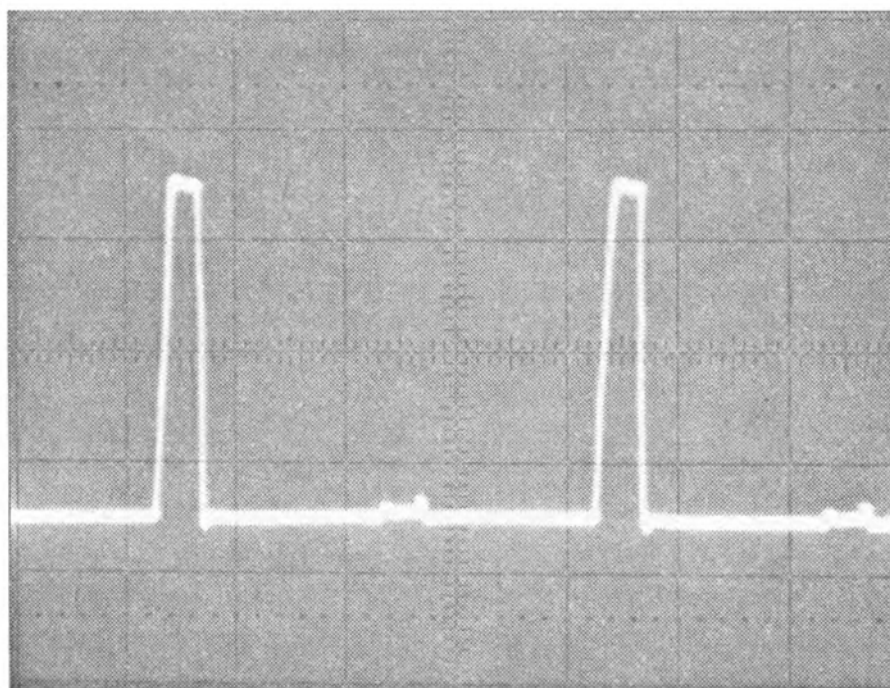


Рис. 5.68. Выходные импульсы напряжения при малом коэффициенте заполнения

Настало время проверить диапазон перестройки частоты, для чего крутят до упора ручку переменного резистора R22. Диапазон не должен быть уже, чем 35..150 кГц. Для коррекции частотного диапазона можно подобрать сопротивление резистора R20. Увеличение его сопротивления приводит к уменьшению частоты. Существенного изменения формы импульсов при перестройке частоты быть не должно. Так, на рис. 5.69 представлена форма импульса напряжения между затвором и истоком ключевого транзистора VT1 при максимальной частоте (*a posteriori* 151,8 кГц) и наименьшей скважности (развертка — 0,4 мкс/деление, аттенюатор — 5 В/деление).

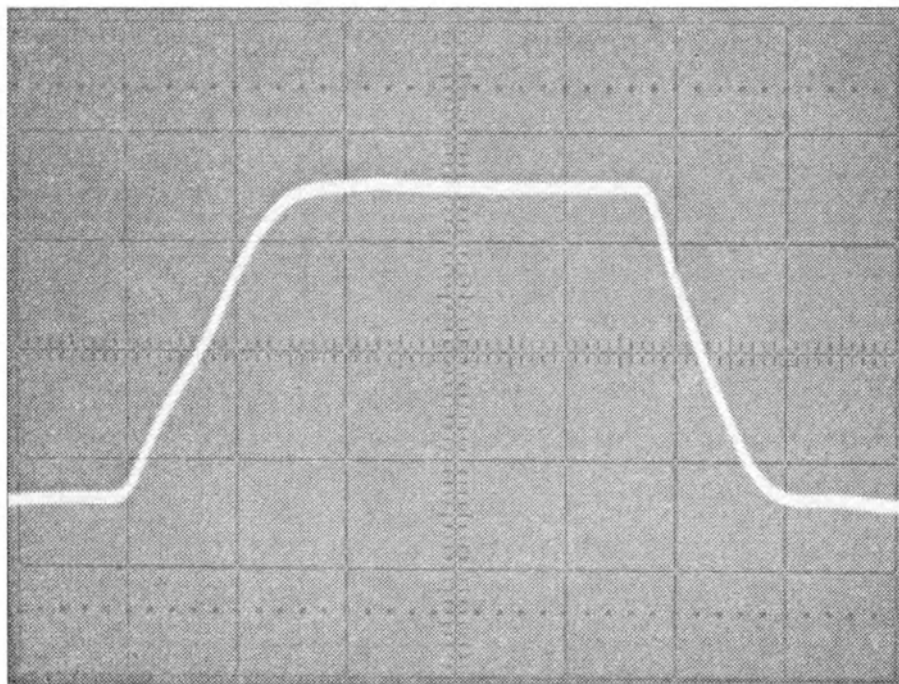


Рис. 5.69. Импульс напряжения между выводами затвор-исток ключевого транзистора при наименьшей скважности и наибольшей частоте работы устройства

5.8. Задающий генератор с регулируемой защитой для мостового преобразователя

5.8.1. Описание задающего генератора

Представленный далее задающий генератор предназначен для эксплуатации совместно с двухтактным мостовым преобразователем импульсного источника питания. Конструкция рассчитана на принудительное охлаждение воздушными массами. К задающему генератору могут быть подключены MOSFET или IGBT, причем в качестве нагрузки любого из четырех выходов устройства предусмотрен лишь один транзистор. Управление биполярными транзисторами в данном случае недопустимо.

Формируемые генератором импульсы напряжения прямоугольной формы обладают отрицательным смещением, что позволяет успешно запирать ключевые транзисторы силового преобразователя даже в условиях действия значительных помех. Частоту и скважность выходных импульсов можно плавно регулировать.

В задающий генератор опционально введена система защиты по току с датчиком Холла. Система защиты чувствительна к превышению как однополярного переменного, так и постоянного тока. Порог ее срабатывания можно перестраивать с помощью переменного резистора. Еще одно ее достоинство заключается в малом энергопотреблении по сравнению с резистором-шунтом и отсутствии гальванической связи между цепью, в которой протекает контролируемый ток, и блоками задающего генератора. Недостатки по сравнению с шунтом состоят в меньшем быстродействии, обусловленном большей инерционностью датчика Холла, и необходимости вспомогательного источника питания.

Принципиальная схема задающего генератора представлена на рис. 5.70.

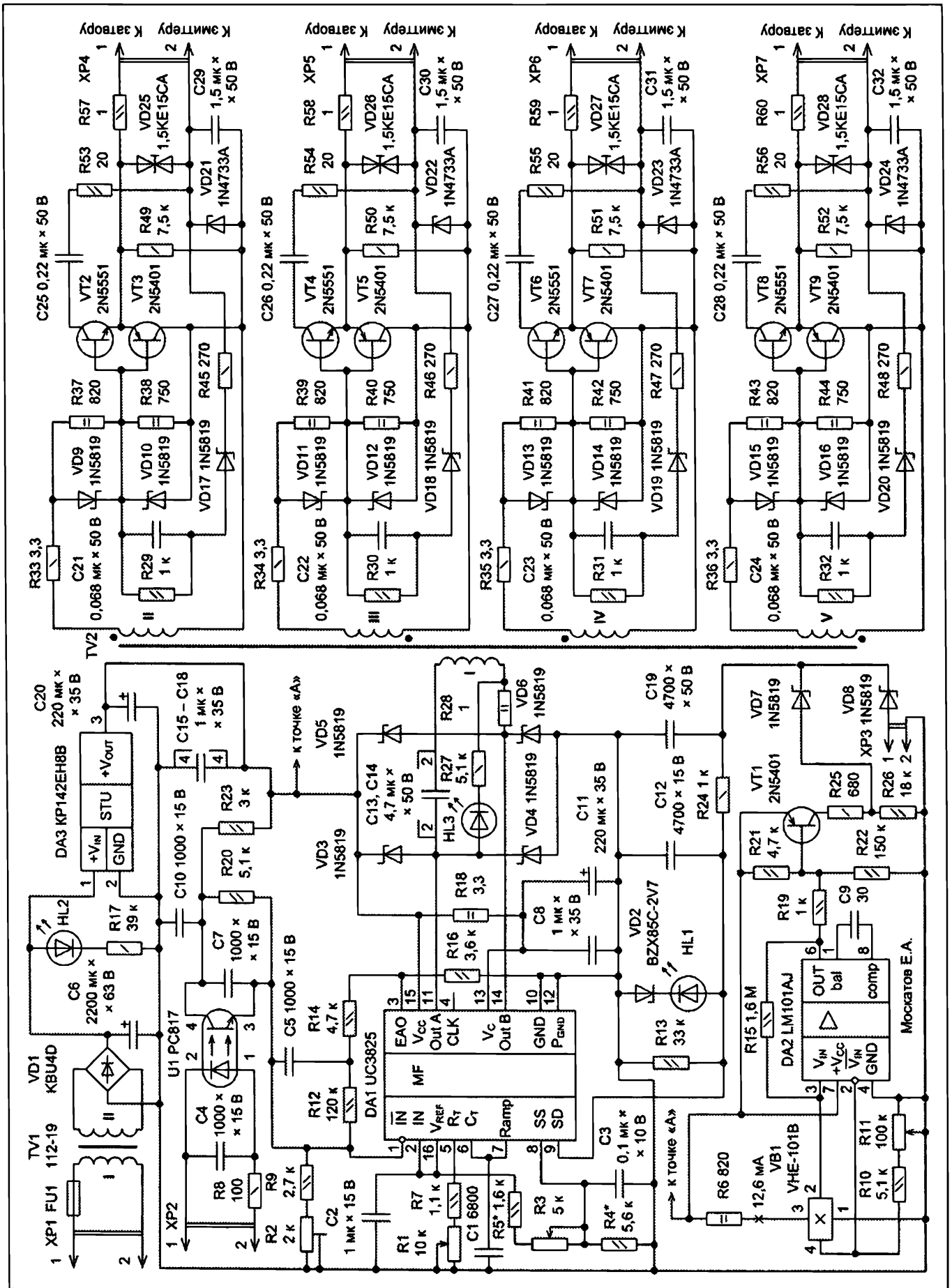


Рис. 5.70. Принципиальная схема задающего генератора

5.8.2. Основные технические характеристики

| | |
|--|-------------------|
| Переменное напряжение питающей сети, В | 220 |
| Диапазон регулировки частоты импульсов, кГц, <i>de facto</i> | 12,7..86,2 |
| Длительность фронтов выходных импульсов (без нагрузки, $f = 60$ кГц), мкс | 0,36 |
| Длительность спадов выходных импульсов (без нагрузки, $f = 60$ кГц), мкс | 0,44 |
| Напряжение импульсов на любом из выходов устройства, В | $\approx +14..-4$ |
| Фактическая масса конструкции, г | 455 |
| Габаритные размеры генератора, мм, не более | 220×90×43 |

Устройство было включено в сеть в течение четырех часов при температуре окружающей среды $+25^{\circ}\text{C}$ в условиях естественной конвекции воздуха при горизонтальном расположении платы, что соответствовало худшему теплообмену. После наступления стационарного состояния, при максимальной скважности и наибольшей частоте генерируемых импульсов некоторые компоненты приобрели такую температуру:

- линейный сетевой трансформатор TV1 — 68°C ;
- резистор R18 — 54°C ;
- микросхема DA3, установленная на охладитель, — 53°C ;
- резисторы R33–R36 — 48°C ;
- диодная сборка VD1 — 44°C ;
- резистор R28 — 43°C ;
- биполярные транзисторы VT2–VT9 — 39°C ;
- оксидный конденсатор С6 — 36°C .

Фотография собранного задающего генератора со стороны размещения всех деталей показана на рис. 5.71, а со стороны печатных проводников — на рис. 5.72.

5.8.3. Назначение компонентов

С помощью разъема XP1 задающий генератор подключают к питающей сети ~ 220 В с частотой 50 Гц. Предохранитель FU1 предназначен для предотвращения перегрузки питающей сети в случае аварии. Целесообразно использовать термопредохранитель, обеспечив тепловой (но не электрический) контакт между ним и компонентом, достигающим наибольшей температуры в устройстве: линейным низкочастотным трансформатором TV1, размещенным в непосредственной близости. Последний служит для обеспечения гальванической развязки цепей задающего генератора и электропитающей сети. Напряжение с его вторичной обмотки подведено к выпрямителю (диодному мосту VD1), а оксидный конденсатор С6 сглаживает пульсации.

Светодиод HL2 индицирует состояние включения генератора в сеть, а постоянный резистор R17 ограничивает протекающий по светодиоде постоянный ток. Флюктуирующее напряжение с выводов конденсатора С6 подведено к интегральному стабилизатору напряжения DA3, а его выходное постоянное напряжение

приложено к керамическим конденсаторам C15–C18 и оксидному конденсатору C20. Керамические конденсаторы C15–C18, обладающие малым паразитным сопротивлением и низкой внутренней индуктивностью, уменьшают уровень высокочастотных пульсаций в цепях питания блоков задающего генератора.

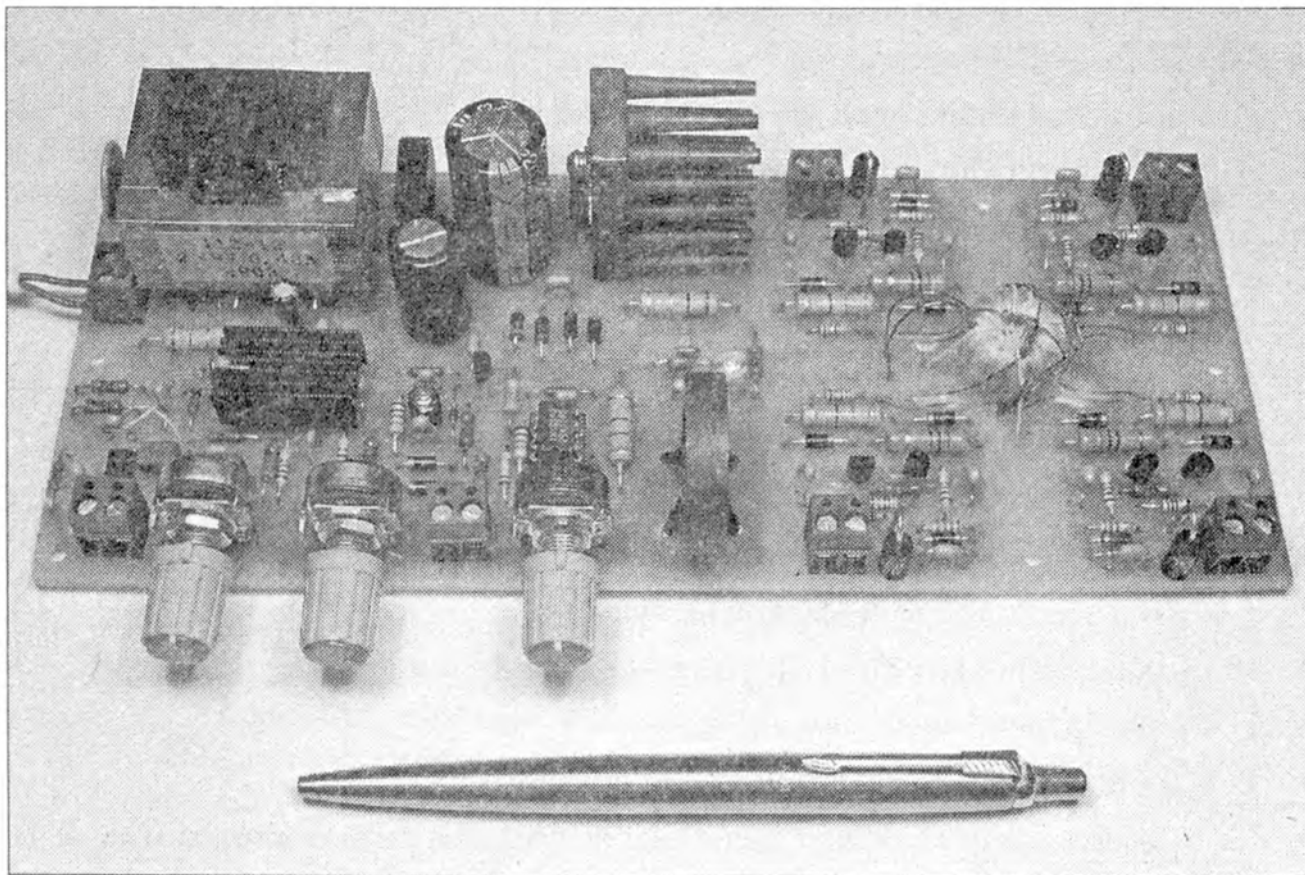


Рис. 5.71. Внешний вид задающего генератора со стороны компонентов

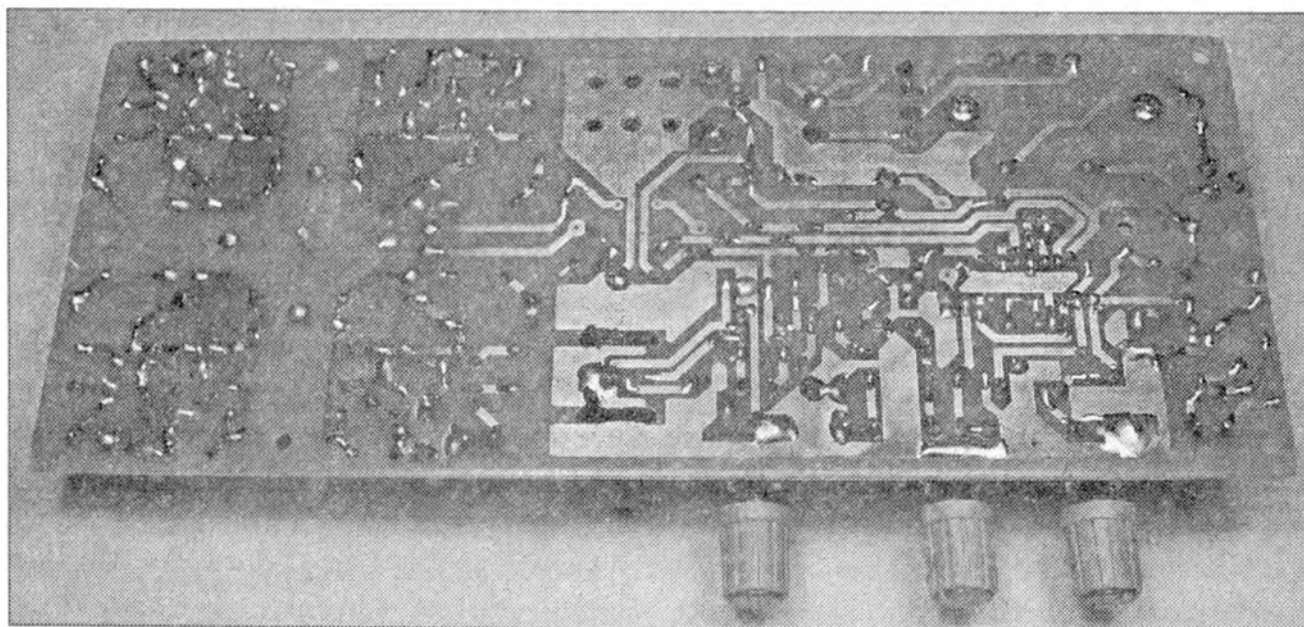


Рис. 5.72. Вид задающего генератора со стороны печатных проводников

Резисторы R1 и R7, а также конденсатор C1 определяют частоту следования импульсов. Резистор R7 нужен для того, чтобы не позволить чрезмерно возрасти частоте генерируемых импульсов, покинув заданный диапазон регулировки, при выведении в крайнее правое по схеме положение (минимального сопротивления) движка переменного резистора R1.

Задающий генератор ИИП построен на специализированном двухтактном контроллере DA1 UC3825. Максимальный ток каждого из транзисторов драйвера оконечного каскада данной микросхемы составляет, согласно справочнику, 2 А при длительности импульсов 0,5 мкс или 0,5 А на постоянном токе.

Назначение выводов микросхемы UC3825N, заключенной в пластмассовый корпус DIP-16, следующее:

- 1 — инвертирующий вход усилителя сигнала ошибки;
- 2 — неинвертирующий вход усилителя ошибки;
- 3 — выход усилителя сигнала ошибки;
- 4 — вывод для синхронизации частоты генерирования;
- 5 — частото задающий резистор;
- 6 — конденсатор, задающий длительность паузы между импульсами и частоту их следования;
- 7 — вывод пилообразного напряжения;
- 8 — вывод для регулировки коэффициента заполнения импульсов;
- 9 — вход запрета генерирования импульсов;
- 10 — общий провод слаботочных цепей микросхемы;
- 11 — выход оконечного каскада канала “А”;
- 12 — общий провод сильноточного оконечного каскада;
- 13 — вывод для подачи питающего напряжения на цепи оконечного каскада;
- 14 — выход оконечного каскада канала “В”;
- 15 — вывод для подключения контроллера задающего генератора к источнику питания;
- 16 — вывод опорного напряжения (+5,1 В).

Емкость керамического конденсатора С2, подавляющего пульсации опорного напряжения, может лежать в диапазоне 0,1..2,2 мкФ. На резисторах R3–R5 организован делитель опорного напряжения. С включенного потенциометром переменного резистора R3 постоянное напряжение приложено между выводом 8, отвечающим за изменение скважности, и выводами 10 и 12 (локальным общим проводом контроллера). Сопротивление резистора R5 определяет максимальную скважность генерируемых импульсов. В процессе настройки сопротивление компонента R5 можно подобрать более точно с тем, чтобы не происходило исчезновение генерируемых импульсов при их минимальном коэффициенте заполнения, что может иметь место после длительного прогрева устройства. Чем меньше сопротивление резистора R5, тем большую скважность импульсов можно получить, выведя движок переменного резистора R3 в крайнее верхнее по схеме положение (минимального сопротивления). Благодаря резистору R4, происходит ограничение максимального коэффициента заполнения импульсов. Следовательно, пауза между разнополярными импульсами не станет столь мала, что до окончания процесса перехода в состояние отсечки одного ключевого транзистора, подсоединенного к задающему генератору, поступал бы импульс отпирающего другого ключевого транзисто-

ра, приводя к печальным последствиям. Конденсатор С3 с номинальной емкостью 10..100 нФ — фильтрующий.

Компоненты С5, R12 и R14 составляют корректирующую цепь усилителя сигнала ошибки с передаточной характеристикой, обладающей двумя нулями. Полоса пропускания усилителя сигнала ошибки, согласно справочным данным, составляет 5,5 МГц. Резистор R16, нагружающий выход усилителя сигнала ошибки, повышает устойчивость работы устройства.

При помощи разъема ХР2 к задающему генератору подсоединяют источник сигнала от цепи обратной связи. Выполненная на компонентах С4 и R8 RC-цепь фильтрует сигнал, поступающий на светодиод оптрона U1 и вызывающий его излучение. Резисторы R2, R9, R20 и R23 представляют делитель стабильного напряжения, снимаемого с выхода вспомогательного источника питания. Варьирование интенсивностью излучения светодиода оптрона U1 инициирует изменение сопротивления между выводами коллектор-эмиттер его фототранзистора. Поскольку фототранзистор включен параллельно резистору R20, в зависимости от величины сигнала, подаваемого на разъем ХР2, происходит перестройка параметров делителя, изменяющая напряжение, прикладываемое между инвертирующим входом усилителя сигнала ошибки и локальным общим проводом контроллера DA1. Чем больше сила тока, протекающего по светодиоду оптрона, тем интенсивнее его излучение, тем существеннее открыт фототранзистор. Следовательно, тем значительнее шунтирование резистора R20, тем выше напряжение, подаваемое на инвертирующий вход усилителя сигнала ошибки, тем больше скважность генерируемых импульсов. Все это позволяет с помощью разъема ХР2 подключить к задающему генератору цепь обратной связи, например, поддерживающую стабильность постоянного выходного напряжения источника питания путем автоматического регулирования ширины импульсов. При этом оптрон U1 обеспечивает гальваническую развязку. Конденсаторы С7 и С10 — помехоподавляющие.

Керамический конденсатор С8 с низким импедансом и оксидный С11 совместно с резистором R18 образуют Г-образный фильтр постоянного напряжения, питающего внутренние цепи квазикомплементарного выходного каскада микросхемы DA1.

Разнополярные импульсы напряжения с выводов 11 и 14 оконечного каскада контроллера DA1 через соединенные параллельно керамические конденсаторы С13 и С14, а также низкоомный резистор R28 поступают на первичную обмотку трансформатора гальванической развязки TV2. Суммарная емкость конденсаторов С13 и С14 не должна быть много меньше 9,4 мкФ, поскольку в противном случае возникнет значительный наклон вершины, сопровождаемый понижением амплитуды к спаду, прямоугольных импульсов при минимальной частоте их следования. Диоды Шоттки VD3–VD6 защищают биполярные транзисторы драйвера выходного каскада микросхемы DA1 от пробоя обратным напряжением ЭДС самоиндукции, возникающей на выводах первичной обмотки импульсного трансформатора TV2. Резистор R27 ограничивает ток, протекающий по светодиоду HL3, сигнализирующему о поступлении импульсов на первичную обмотку трансформатора.

VB1 — это датчик Холла. Эффект Холла в полупроводниковой пластине, по которой течет стабильный ток и на которую воздействует магнитное поле, заключается в возникновении электрического поля, перпендикулярного магнитному полю в плоскости протекания тока, и появлении разности потенциалов между про-

тивоположными краями пластины. В результате действия силы Лоренца дырки отклоняются к одному из краев пластины, а электроны — к противоположному краю, что обуславливает наличие между этими зонами ЭДС. Она носит название “ЭДС Холла” и тем больше, чем выше магнитная индукция и плотность тока, протекающего по пластине. Более подробно об эффекте Холла написано в учебном пособии [112, с. 53–55].

При введении в магнитное поле датчика Холла VB1 марки VHE-101B, что не имеет встроенного усилителя, напряжение, развиваемое между его холловскими выводами 2 и 4, может достигать примерно 35 мВ. Резистор R6 задает постоянный ток силой 12..12,6 мА, протекающий по токовым выводам 1 и 3 датчика Холла. Датчик Холла VB1 помещают в зазор концентратора, который выполнен из феррита и повышает чувствительность цепи, отслеживающей силу тока. В окно концентратора пропущен провод, соединяющий два стока (или коллектора) ключевых транзисторов мостового преобразователя с шиной питания и ближайшим конденсатором, шунтирующим их по высокой частоте. ЭДС Холла увеличивает операционный усилитель DA2, включенный дифференциальным усилителем.

Сквозь окно магнитопровода концентратора пропускают один виток тщательно изолированного силового провода. Силу протекающего по нему тока необходимо установить. Проходящая сквозь датчик Холла индукция магнитного потока тем выше, чем меньше немагнитный зазор в концентраторе, чем больше сила тока в силовом проводе. Важна ориентация рабочей плоскости датчика Холла в зазоре концентратора. Немагнитный зазор в концентраторе не должен быть чересчур мал, поскольку в таком случае магнитопровод может войти в насыщение. Выходной сигнал с выводов 4 и 2 датчика Холла поступает на соответствующие входы операционного усилителя DA2: инвертирующий 2 и неинвертирующий 3. Между выводом 1 балансировки и выводом 8 компенсации микросхемы DA2 включен корректирующий конденсатор C9.

Порог срабатывания системы защиты по току регулируют с помощью переменного резистора R11. Кроме того, чувствительность системы защиты зависит от отношения сопротивлений резисторов R10, R11 и R15, от длины зазора концентратора и положения в нем датчика Холла. Встроенная в наш задающий генератор система защиты с бесконтактным датчиком постоянного и переменного токов на эффекте Холла описана в авторской статье [100].

Выходное напряжение операционного усилителя DA2 инвертирует каскад, выполненный на транзисторе VT1. Резистор R19 ограничивает ток базы транзистора, а резисторы R21 и R22 представляют делитель напряжения на его базе. Пока защита по току не сработала, на резисторе R22 присутствует напряжение высокого уровня, а на резисторах R21, R25 и R26 — низкого; транзистор VT1 закрыт. При срабатывании защиты падение напряжения на резисторе R21 многократно возрастает с долей вольта почти до напряжения вспомогательного источника питания +15 В, транзистор VT1 переходит в открытое состояние, по включенным в его коллекторную цепь резисторам R25 и R26 течет ток. Снимаемое с резистора R26 напряжение через диод Шоттки VD7 поступает на вход П-образного помехоподавляющего фильтра C12, C19 и R24.

К разъему XP3 можно подключить еще одну систему защиты, например, контроля рабочей индукции в сердечнике импульсного трансформатора, отслежи-

вающую превышение тока намагничивания. В таком случае диоды Шоттки VD7 и VD8 исключают взаимовлияние двух систем защиты.

Кроме индикации превышения тока в контролируемой цепи, светодиод HL1 совместно с низковольтным стабилитроном VD2 ограничивает напряжение, прикладываемое между выводами 9 и 10 микросхемы DA1, чем не позволяет напряжению чрезмерно возрасти в случае выявления перегрузки по току и вывести из строя аналоговый вход запрета генерации импульсов. Избыточное напряжение упадет на резисторе R24, и излишняя электрическая энергия в нем перейдет в тепло. Резистор R13 шунтирует вывод защиты контроллера DA1.

Импульсы тока, обусловленного перезарядками затворных емкостей электронных ключей, сопровождаются паразитными колебательными процессами, интенсивность которых уменьшают резисторы R33–R36 и R57–R60. Указанные резисторы влияют на длительности фронтов и спадов. Чем выше их сопротивления, тем длительнее процессы переключения. Сильное влияние на длительность фронтов оказывает исполнение импульсного трансформатора TV2, а диоды Шоттки VD10, VD12, VD14 и VD16 мало влияют на форму импульсов в силу и без того высокого быстродействия использованных биполярных транзисторов, но с этими диодами возрастает ток, потребляемый от контроллера DA1 цепями форсированного разряда затворных емкостей, и потому указанные диоды можно не впаивать.

Если внезапно возникнет аварийная ситуация, в результате которой определенный электронный ключ выйдет из строя, то соответствующий затворный резистор, начиная с R57 и заканчивая R60, сработает, как предохранитель, защищая внутренние компоненты задающего генератора.

Сопротивления резисторов R37–R44 влияют на длительности спадов импульсов. Чем меньше сопротивление, тем короче спад. При этом номинальные сопротивления резисторов R37, R39, R41 и R43 не должны быть меньше 470 Ом, а резисторов R38, R40, R42 и R44 — ниже 360 Ом, иначе для предотвращения выхода из строя микросхемы DA1 на ее выходе будет необходимо расположить буферный каскад, упрочняющий импульсы.

Ток, управляющий отпиранием и запирающим биполярных транзисторов VT2–VT9, протекает по диодам Шоттки VD9–VD16 и резисторам R37–R44. Транзисторы VT2–VT9 обеспечивают форсированный перезаряд затворных емкостей электронных ключей, подсоединенных к выходным разъемам XP4–XP7 задающего генератора. С помощью программы-симулятора “LTspice IV” была выяснена теоретическая форма импульсов напряжения между выводами затвор-эмиттер транзисторов IRG4PC50W в составе импульсного преобразователя в ходе переключений, показанная на рис. 5.73.

Заряд конденсаторов C29–C32, формирующих отрицательное смещение, в течение длительности действия импульсов положительной полярности, возникающих на вторичных обмотках трансформатора TV2, происходит по компонентам C21, R29, R45, VD17 и C22, R30, R46, VD18 и C23, R31, R47, VD19 и C24, R32, R48, VD20. А именно: по диодам Шоттки VD17–VD20 в прямом включении протекает ток заряда конденсаторов C29–C32, процесс их заряда убыстряют конденсаторы C21–C24, а резисторы R29–R32 и R45–R48 уменьшают ток через указанные диоды Шоттки до безопасного для них уровня. Стабилитроны VD21–VD24 ограничивают амплитуды напряжений отрицательных смещений на соответствующую

щих конденсаторах C29–C32. Напряжение пробоя этих стабилитронов соответствует смещению, какое необходимо получить.

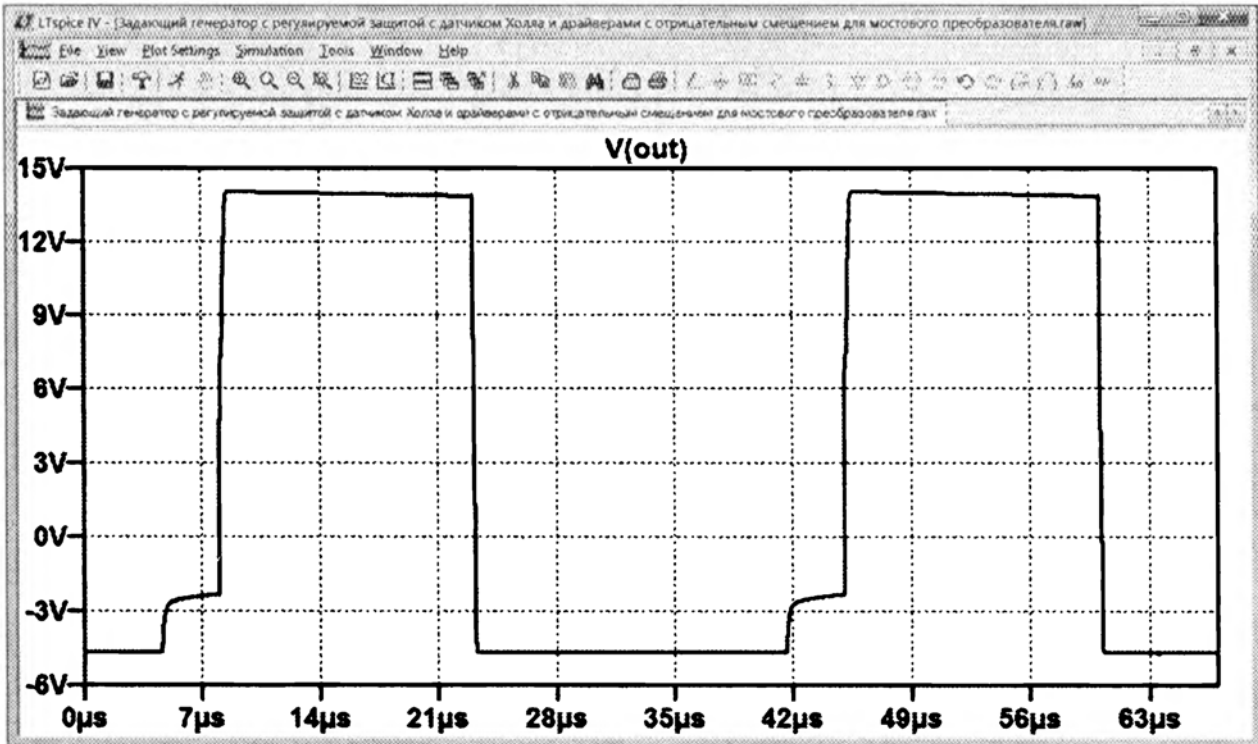


Рис. 5.73. Форма импульсов напряжения, управляющих IRG4PC50W

Во время пребывания электронных ключей, нагружающих задающий генератор, в состоянии отсечки, в течение времени отсутствия подаваемого на них управляющего напряжения, затворы ключевых транзисторов через резисторы R49–R52 соединены с отрицательными обкладками конденсаторов смещения C29–C32, что препятствует спонтанному отпиранию электронных ключей. Емкость затвор-сток (или затвор-коллектор) ключевого транзистора (MOSFET или IGBT) зависит от напряжения сток-исток (или коллектор-эмиттер), и она тем больше, чем ниже напряжение сток-исток (или коллектор-эмиттер).

При пуске импульсного преобразователя происходит заряд включенных последовательно паразитных емкостей затвор-исток (или затвор-эмиттер) и затвор-сток (или затвор-коллектор) его силовых транзисторов. Указанные паразитные емкости выступают в роли делителя затворного напряжения, и, если не предпринять мер по ограничению напряжения затвор-исток (или затвор-эмиттер) на уровне безопасной для конкретных транзисторов величины, то они могут быть выведены из строя. Для защиты от недопустимого повышения затворного напряжения ключевых транзисторов, подсоединяемых к задающему генератору, установлены двуанодные трансилы VD25–VD28.

5.8.4. Возможные замены компонентов

Используемые в устройстве постоянные резисторы могут быть взяты любые малогабаритные. Подстроечный резистор R2 — многооборотный, типа 3296W производства фирмы “BoURNS”. Все три оксидных конденсатора C6, C11 и C20 должны выдерживать наибольшую температуру в +105°C, а конденсаторы C11 и C20 к тому же обязаны иметь низкое паразитное внутреннее сопротивление.

В качестве концентратора использован тороидальный магнитопровод типоразмером K31×18,5×7, изготовленный из феррита марки M3000HM-A, в котором при

помощи ножовочного полотна по металлу и шлифовальной бумаги был насквозь пропилен немагнитный зазор протяженностью 2,0 мм. Датчик Холла VB1 плотно вставлен в зазор концентратора, что экранирует чувствительный датчик от электромагнитных полей окружающей среды, увеличивая помехоустойчивость устройства. Габаритные размеры кольца концентратора могут быть меньше, а указанный магнитопровод использован в силу значительного количества таких изделий у автора.

Линейный трансформатор TV1, предназначенный для подключения к сети $\surd 220$ В частотой 50 Гц, может быть применен марок ТП112-19 или ТП132-19. Он обладает максимальной выходной мощностью 7,2 Вт, допускает ток вторичной обмотки до 0,4 А и обеспечивает переменное выходное напряжение 9 В и 9 В при наибольшей нагрузке.

Контроллер DA1 марки UC3825N можно поменять на UC2825, UC1825 или K1156EY2P. К нему эпоксидным компаундом по всей длине корпуса микросхемы следует приклеить миниатюрный охладитель — желательно черненный, с площадью поверхности порядка 25 см². Организация теплоотвода учитывала уменьшение максимального тока выходного драйверного каскада микросхемы при увеличении ее нагрева. Охладитель электрически соединен с локальным общим проводом задающего генератора (с выводами 10 и 12 ИМС DA1), и выполняет еще одну роль, экранируя микросхему от наводок.

Операционный усилитель DA2 можно заменить любым аналогичным.

Желательно, чтобы свечение светодиода HL1, информирующий об опасности, было красного цвета, а светодиодов HL2 и HL3, излучающих при нормальной работе устройства, — зеленого или синего цвета.

В качестве стабилитрона VD2 допустимо использовать детали BZX55C-2V0, BZX79C-2V4, BZX55C-2V7, BZX79C-2V7 либо BZX85C-2V7. Напряжение пробоя стабилитрона не должно превышать 2,7 В. При отсутствии подходящего по напряжению стабилитрона вместо него имеет смысл впаять диод с большим падением напряжения в прямом включении или даже просто перемычку (и тогда ограничивать напряжение будет только светодиод HL1).

Заменой микросхемы DA3 марки KP142EH8B выступают компоненты KA7815, LM7815, SG7815AIG или другие нерегулируемые интегральные стабилизаторы напряжения +15 В с наибольшим выходным током не менее 1 А и предельным входным напряжением не ниже 35 В. Микросхему привинчивают к игольчатому охладителю с полной площадью рабочей поверхности 65 см².

Диоды Шоттки VD3–VD20 марки 1N5819 допустимо поменять на приборы 11DQ06, 11DQ10, MBR160, SB160, SB1100, SR106, SR160, SR180 или SR1100 (корпус DO-41).

Трансформатор гальванической развязки TV2 выполнен на двух сложенных и склеенных вместе тороидальных магнитопроводах типоразмером K16×10×4,5 из феррита M1500HM-A. Края полученного кольца должны быть сточены надфилем или шлифовальной бумагой. Первичная обмотка I содержит 43 витка, ее индуктивность составляет 2,32 мГн. Данная обмотка выполнена проводом ПЭВ-2 или ПЭТВ диаметром 0,53 мм по лаковой изоляции, либо 0,47 мм по меди. Все вторичные обмотки трансформатора II–IV имеют по 70 витков и обладают индуктивностями по 7,00 мГн. Провод вторичных обмоток — ПЭВ-2 или ПЭТВ диаметром 0,30 мм по изоляционному покрытию либо 0,25 мм по меди. На ферритовый маг-

нитепровод навит слой изоляции из тонкой фторопластовой ленты. Из этого же материала выполнены межобмоточная и покровная изоляции. Все вторичные обмотки уложены одновременно в четыре провода. Окно магнитопровода в результате намотки почти не будет иметь свободного места — оно будет практически полностью заполнено проводом и изоляцией.

Биполярные транзисторы р-п-р-типа 2N5401 (VT1, VT3, VT5, VT7 и VT9) можно поменять на компоненты 2SA935, 2SA1283, 2SA1319, 2SB892, ZTX751, а транзисторы п-р-п-типа 2N5551 (VT2, VT4, VT6 и VT8) — на 2N5550, 2SC2235, 2SD1616A, 2SD2088, ZTX651.

Компоненты 1N4731A, 1N4732A, BZX85C-4V3, BZW22C-4V3, BZX85C-4V7, BZX85C-5V1 и BZV85C-5V1 выступают в качестве замен стабилитронов VD21–VD24. Двухнаправленные ограничительные диоды VD25–VD28 марки 1,5KE15CA можно поменять на P6KE15CA, P6KE16CA или 1,5KE16CA.

5.8.5. Конструкция

Задающий генератор собран на печатной плате из односторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм или 2 мм. Чертеж печатной платы (размеры — 90×220 мм), показывающий трассировку фольговых проводников, показан на рис. 5.74, а сборочный чертеж — на рис. 5.75.

По периметру платы просверлены шесть отверстий диаметром 3 мм для крепления устройства к корпусу. В плате под игольчатым охладителем интегрального стабилизатора DA3 выполнены шесть отверстий диаметром 3 мм для улучшения циркуляции воздуха. Со стороны деталей имеет смысл расположить единственную переемычку. К плате припаяны пластиковые панельки DIP-16 и DIP-8. Только после их монтажа в них вставляют микросхемы DA1 и DA2. Защитные диоды VD25–VD28 смонтированы вертикально. Для того чтобы облегчить регулировку частоты, скважности и тока срабатывания защиты на оси соответствующих переменных резисторов были надеты пластиковые ручки.

На печатной плате предусмотрены места для монтажа демпфирующей цепи из низкоомного резистора и керамического конденсатора, подсоединяемой параллельно первичной обмотке трансформатора TV2 для подавления паразитного колебательного процесса. Интенсивность последнего связана с исполнением трансформатора TV2, и она тем меньше, чем ниже индуктивность рассеяния. В авторском варианте необходимость демпфирования отсутствовала, и компоненты указанной RC-цепи распаяны не были.

Концентратор закреплен в вертикальном положении витками нейлоновой нити, с помощью которой он жестко привязан к печатной плате. После сборки, настройки и регулировки устройства датчик Холла фиксируют в зазоре концентратора каплей эпоксидного клея.

Линейный трансформатор TV1 привернут к плате двумя шурупами. Импульсный трансформатор TV2 закреплен путем плотного прижимания к печатной плате впаянными в нее хомутами, выполненными из отрезков луженой медной проволоки. Для монтажа трансформатора предусмотрены пять фольговых площадок. Перед пайкой хомутов отрезки провода загибают так, чтобы надежно удерживать моточный компонент даже без нанесения припоя. Ни в коем случае недопустимо образование короткозамкнутого витка из хомутов. Вариант монтажа трансформатора показан ранее на рис. 5.72.

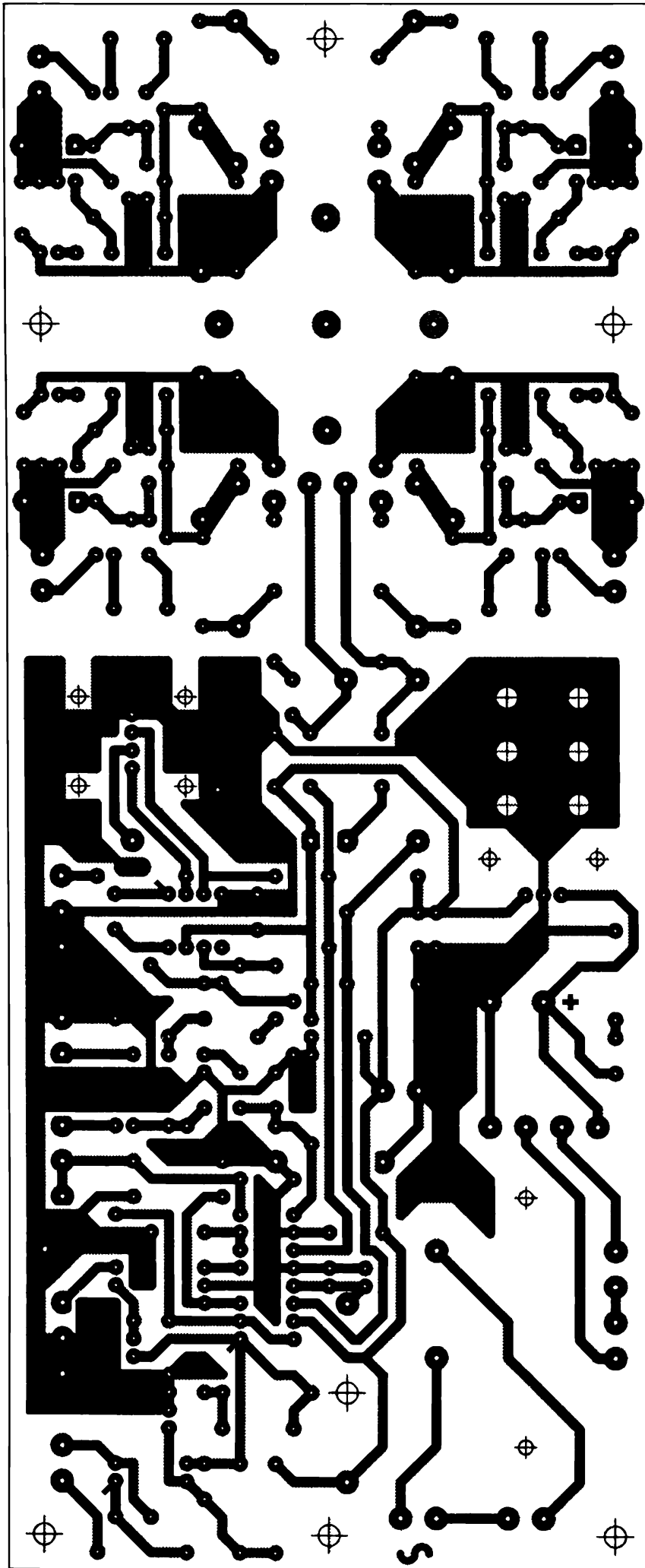


Рис. 5.74. Чертеж печатной платы устройства

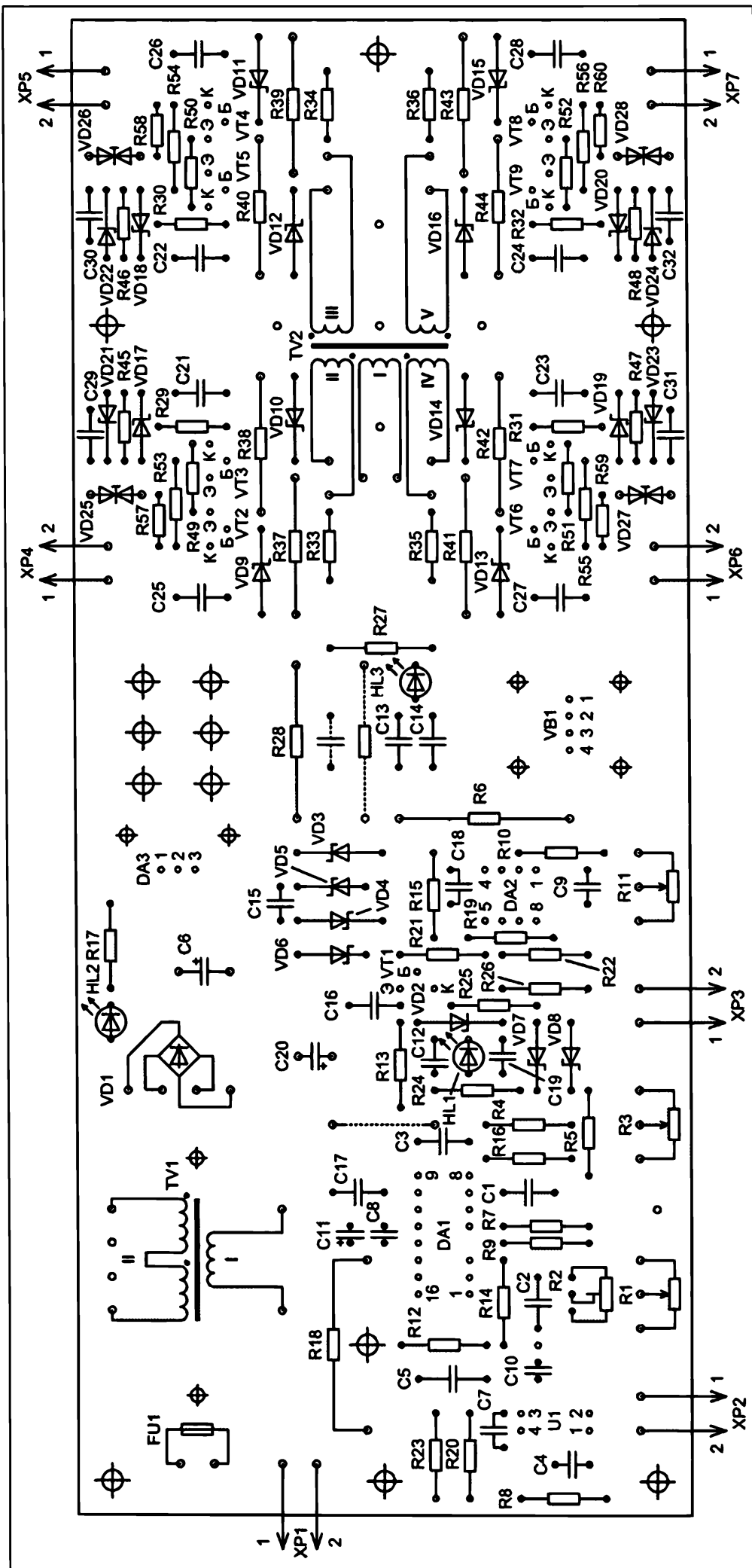


Рис. 5.75. Сборочный чертеж задающего генератора

5.8.6. Настройка, регулировка и проверка работы

Прежде, чем приступить к настройке, необходимо тщательно проверить монтаж и фазировки обмоток импульсного трансформатора TV2. Подстроечный резистор R2, а также переменные резисторы R1, R3 и R11 устанавливают в положение среднего сопротивления. Теперь можно начать поблочное тестирование устройства. Микросхемы DA1 и DA2 временно вынимают из панелек, и включают аппарат в сеть. Постоянное напряжение на обкладках конденсаторов C15–C18 и C20 должно составлять 15 В. Если измеренное напряжение имеет иную величину, то выясняют годность микросхемы DA3, трансформатора TV1, диодного моста VD1.

После проверки источника питания измеряют падение постоянного напряжения между токовыми выводами 1 и 3 датчика Холла VB1. Оно должно находиться в диапазоне примерно 4,74..5,20 В, а между каждым из выходов 2 и 4 датчика и локальным общим проводом (вывод 4 микросхемы DA2) напряжение может составлять ориентировочно 2,38..2,57 В. Кроме того, выясняют силу постоянного тока, протекающего по резистору R6 (должна быть около 12,0..12,6 мА). В случае маловероятного отличия измеренного тока от указанного диапазона значений следует подобрать сопротивление резистора R6.

После описанных операций микросхему DA2 вставляют обратно. При поднесении постоянного магнита одной из сторон к датчику Холла VB1 должен начать излучать светодиод HL1. Вращая движок резистора R11, можно заметить влияние, оказываемое этим действием на чувствительность к магнитному полю цепи защиты с датчиком Холла.

Контроллер DA1 возвращают на место. Между выводами 11 и 14 ИМС DA1 UC3825 должны присутствовать импульсы напряжения с паузой на нулевом уровне, скважность которых можно плавно изменять с помощью переменного резистора R3, что показано на рис. 5.76 (период 7,5 клеток; развертка — 5 мкс/деление; частота — 26,6 кГц; положение аттенюатора — 5 В/деление).

Срывов генерации быть не должно даже после длительного прогрева устройства. В случае их появлении на краю диапазона с максимальной скважностью необходимо подобрать в узком диапазоне сопротивление резистора R5. Резистором R3 устанавливают минимальную скважность.

К разъему XP2 подключают регулируемый маломощный источник тока силой 0..10 мА, в качестве которого допустимо применить комплект из батареи с постоянным напряжением 4,5 В или 9 В и набора резисторов. Пока по светодиоду оптрона U1 ток не течет, коэффициент заполнения формируемых микросхемой DA1 импульсов обязан быть максимальным. При постепенном увеличении тока, протекающего по резистору R8, уменьшается коэффициент заполнения импульсов. Протекание тока в 10 мА по светодиоду оптрона U1 должно привести к появлению минимального коэффициента заполнения (как на последней осциллограмме, изображенной на рис. 5.76), но не срыву генерирования, что достигают регулировкой подстроечника резистора R2.

Следует проверить форму импульсов напряжений на каждом из четырех выходов задающего генератора. Они должны быть совершенно идентичны друг другу. При отсутствии нагрузки (ключевого транзистора) на частоте 26,8 кГц импульсы напряжения на контактах любого из разъемов XP4–XP7 обладают формой, показанной на рис. 5.77 (развертка — 10 мкс/деление; аттенюатор — 5 В/деление).

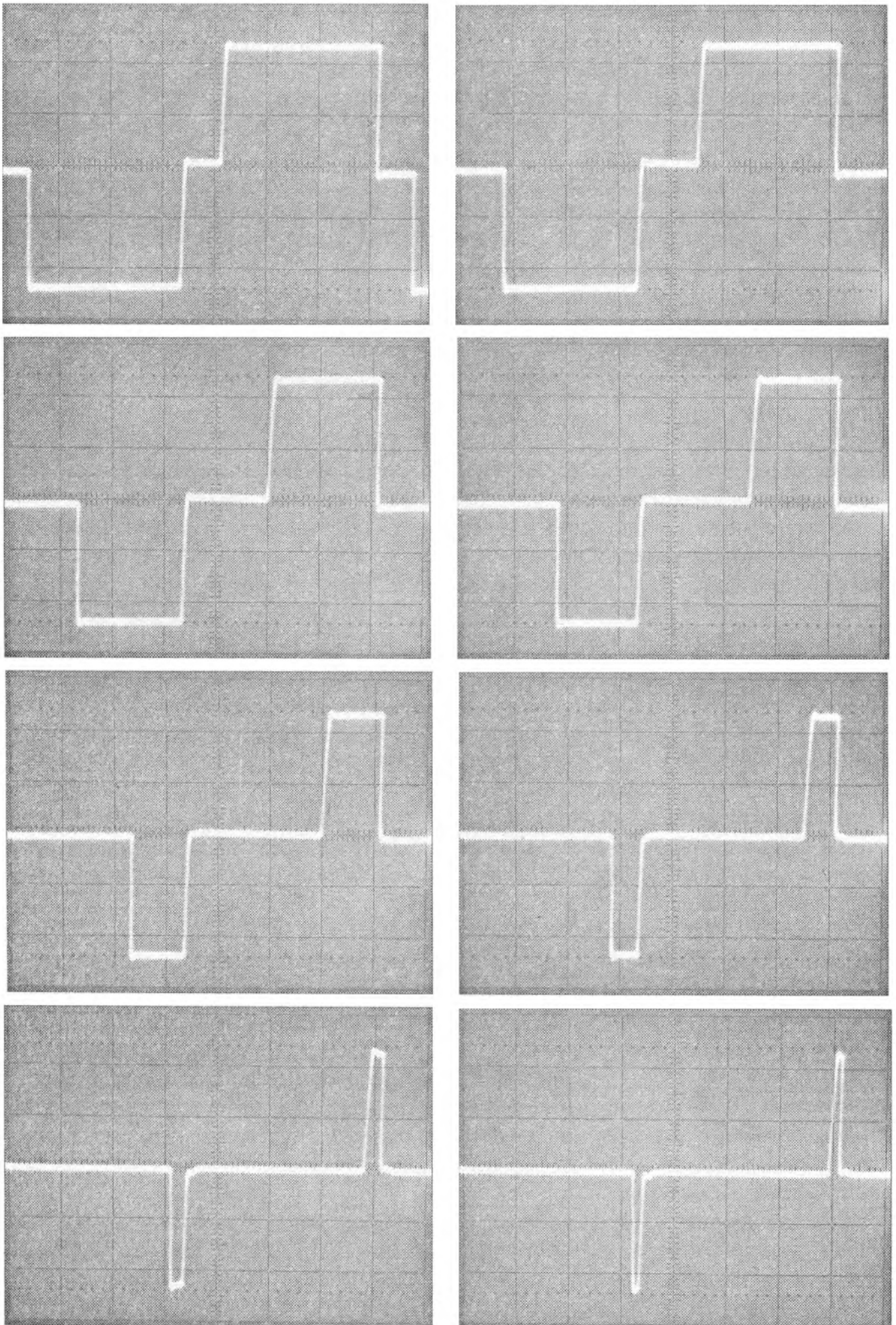


Рис. 5.76. Плавное изменение ширины импульсов напряжения при регулировке скважности

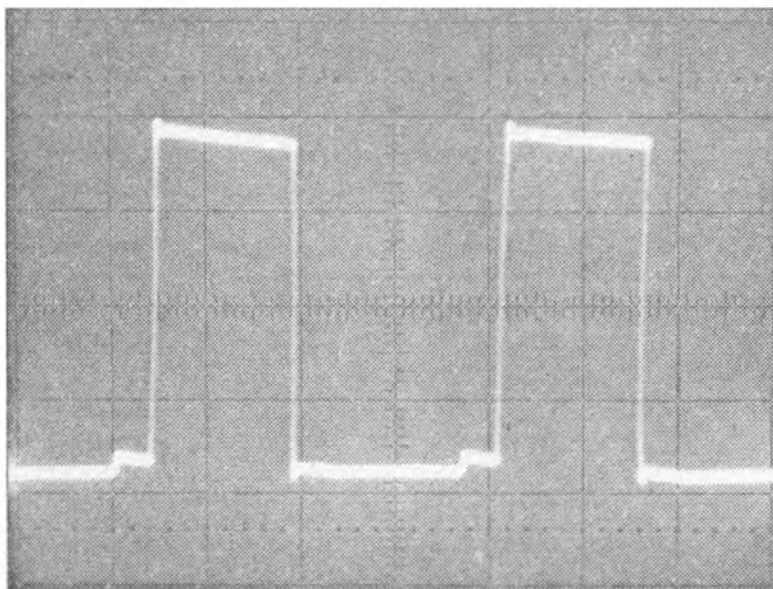


Рис. 5.77. Импульсы напряжения на выходах ненагруженного задающего генератора

Из рис. 5.77 видно, что напряжение импульсов положительной полярности немногим более 14 В, а напряжение отрицательного смещения — около 4 В. Форму данных импульсов можно сравнить с теоретической, показанной на рис. 5.73. Они должны быть достаточно сильно похожи. Временно не подсоединяя ключевой транзистор к генератору, увеличив масштаб, рассмотрим фронт и спад выходного импульса напряжения (рис. 5.78 и рис. 5.79). Частота — 60,0 кГц; развертка — 0,4 мкс/деление; каждой клетке по вертикали соответствует 5 В.

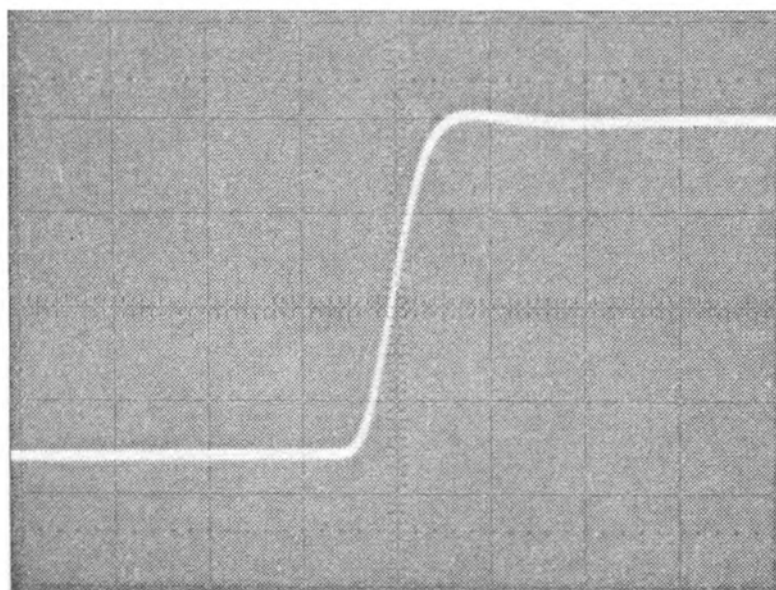


Рис. 5.78. Фронт импульса напряжения на выходе задающего генератора

Если достигнут именно такой результат, то можно подключить к выходу генератора транзистор. Соединительные проводники должны быть возможно более короткими, их типичная длина — 2..3 см. Фронт и спад импульса напряжения при нагрузке HEXFET MOSFET IRFP460 изображены на рис. 5.80 и рис. 5.81 соответственно (частота — 61,3 кГц; развертка — 0,4 мкс/деление; положение аттенюатора — 5 В/деление).

При подключении к выходу устройства IGBT IRG4PC50W фронт и спад импульса напряжения между выводами затвор-исток принимают форму, показанную на рис. 5.82 и рис. 5.83 соответственно (развертка — 0,4 мкс/клетку; частота — 61,3 кГц; аттенюатор — 5 В/деление).

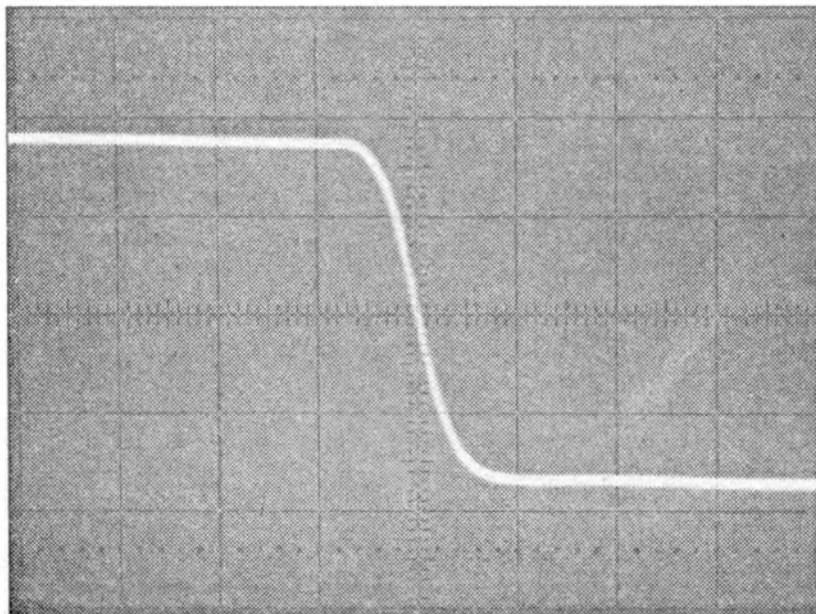


Рис. 5.79. Спад импульса напряжения на выходе задающего генератора

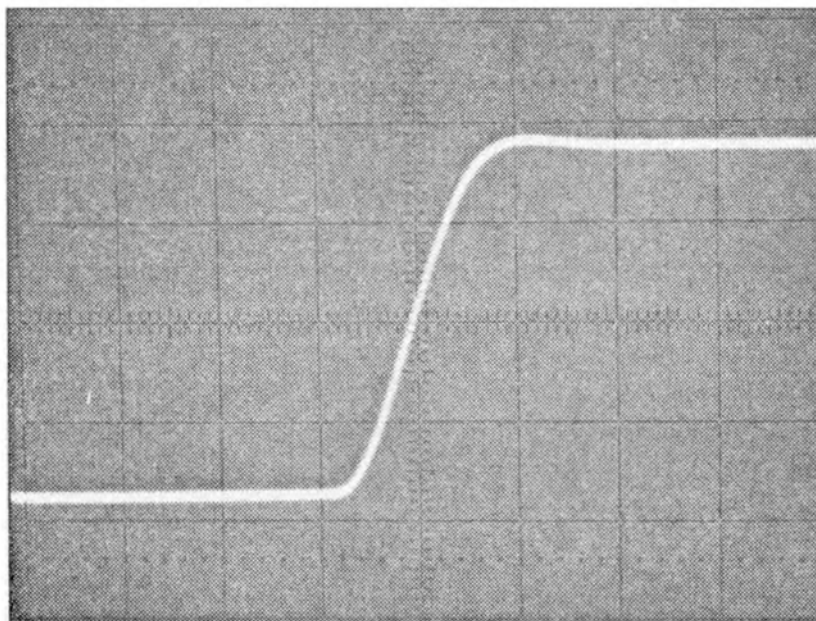


Рис. 5.80. Фронт импульса напряжения на выходе задающего генератора, нагруженного MOSFET

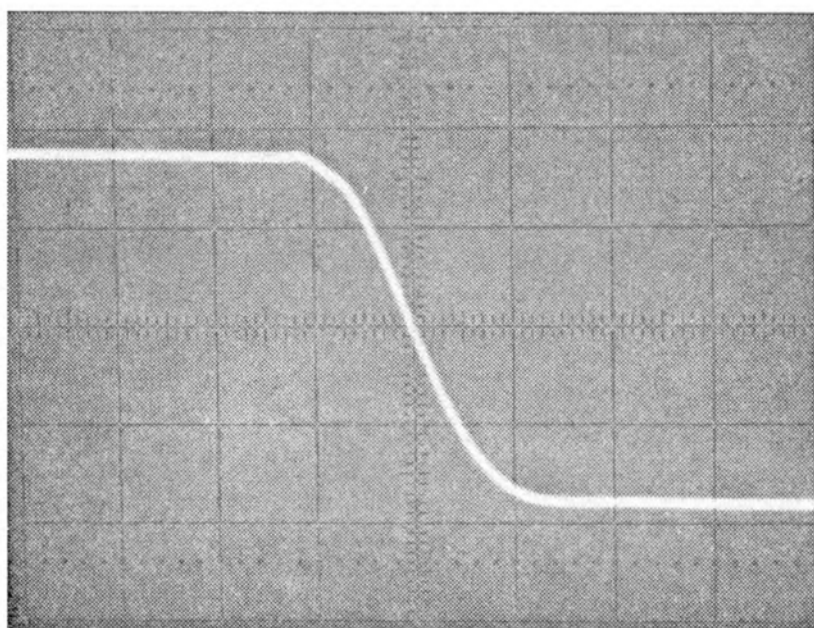


Рис. 5.81. Спад импульса напряжения на выходе задающего генератора, нагруженного MOSFET

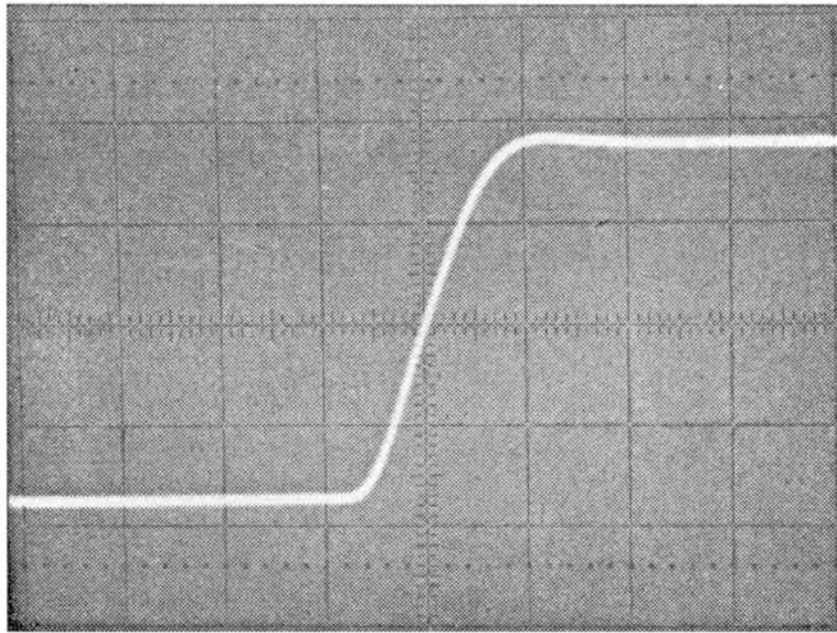


Рис. 5.82. Фронт импульса напряжения на выходе задающего генератора, нагруженного IGBT

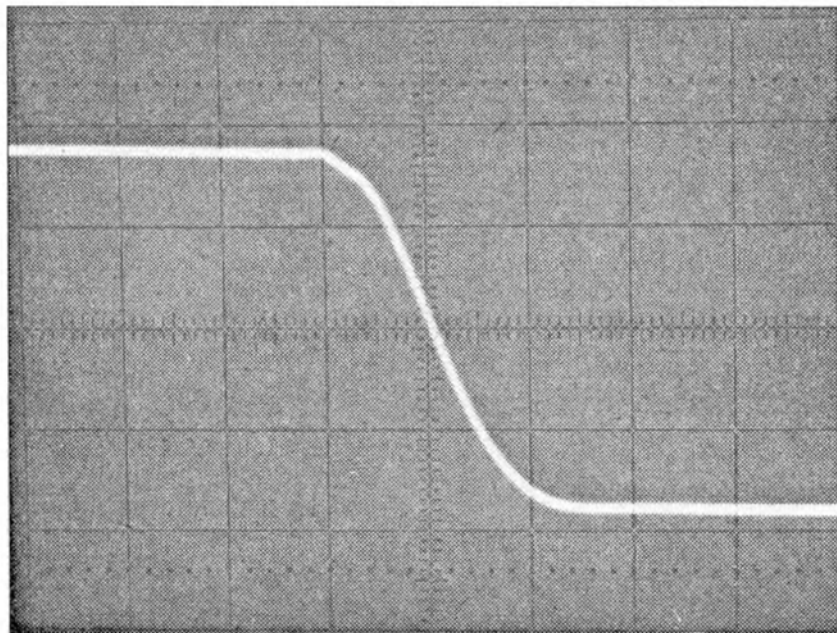


Рис. 5.83. Спад импульса напряжения на выходе задающего генератора, нагруженного IGBT

Рассмотрев осциллограммы импульсов напряжений на выходах задающего генератора без нагрузки и после подключения различных транзисторов, можно заметить, что формы фронтов и спадов во всех трех случаях имеют несущественные различия, что указывает на правильное функционирование устройства.

Длительность фронта импульса напряжения затвор-исток (или затвор-эмиттер) обычно отсчитывают от нулевого уровня и до напряжения отпирания ключевого транзистора. В последнем эксперименте между выходом генератора и затвором IGBT IRG4PC50W установим резистор сопротивлением 47 Ом. В результате значительно увеличится длительность фронта импульса напряжения между затвором и эмиттером, а также станет хорошо различимо плато Миллера, соответствующее моменту отпирания транзистора, что отражено на рис. 5.84 (развертка — 0,4 мкс/деление; частота — 25,1 кГц; положение аттенюатора — 5 В/деление).

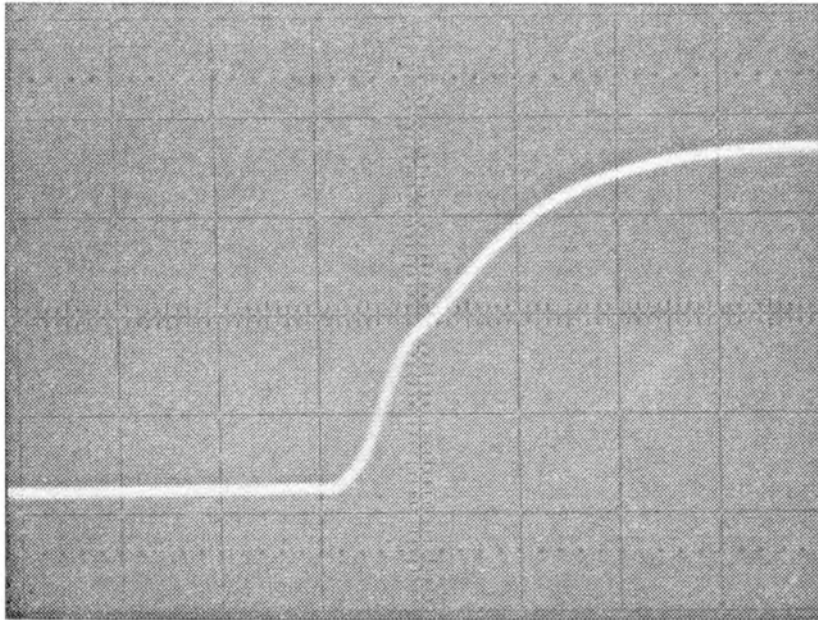


Рис. 5.84. Плато Миллера в импульсе напряжения на выходе задающего генератора, нагруженного IGBT

5.9. Сетевой импульсный источник питания мощностью 2 кВт для усилителя мощности звуковой частоты

5.9.1. Описание источника электропитания

Рассматриваемый ниже ИИП, который характеризуется высоким КПД и обеспечивает двуполярное выходное напряжение, допустимо использовать для электропитания двухтактных оконечных каскадов в усилителе мощности звуковой частоты. Данный аппарат реализует стабилизацию постоянного выходного напряжения, электронную защиту от токовых перегрузок, а также имеет простейшую цепь пассивной коррекции коэффициента мощности. Силовой преобразователь выполнен полумостовым. Источник питания выполнен почти полностью на импортной элементной базе. Его принципиальная схема представлена на рис. 5.85.

К обоим выходным каналам ИИП должна быть подключена нагрузка. Если один из каналов будет обесточен, а другой существенно нагружен, то перераспределение напряжений дросселем групповой стабилизации L_6 не сможет выполняться надлежащим образом. В результате выходное напряжение канала ИИП, к которому подсоединена нагрузка, значительно уменьшится, а обесточенного канала — возрастет на такую же величину. Впрочем, такая нештатная работа электропитающего устройства не приведет к отказу его компонентов, но способна существенно ухудшить электрические параметры прибора.

5.9.2. Основные технические характеристики

| | |
|--|-----------|
| Диапазон переменного напряжения питающей сети, В | 176..253 |
| КПД устройства, % | 83 |
| Максимальная выходная мощность ИИП, кВт | 2 |
| Максимальный ток одного канала, А, не более | 20 |
| Номинальное постоянное выходное напряжение, В | 100 + 100 |
| Частота преобразования, кГц | 50 |

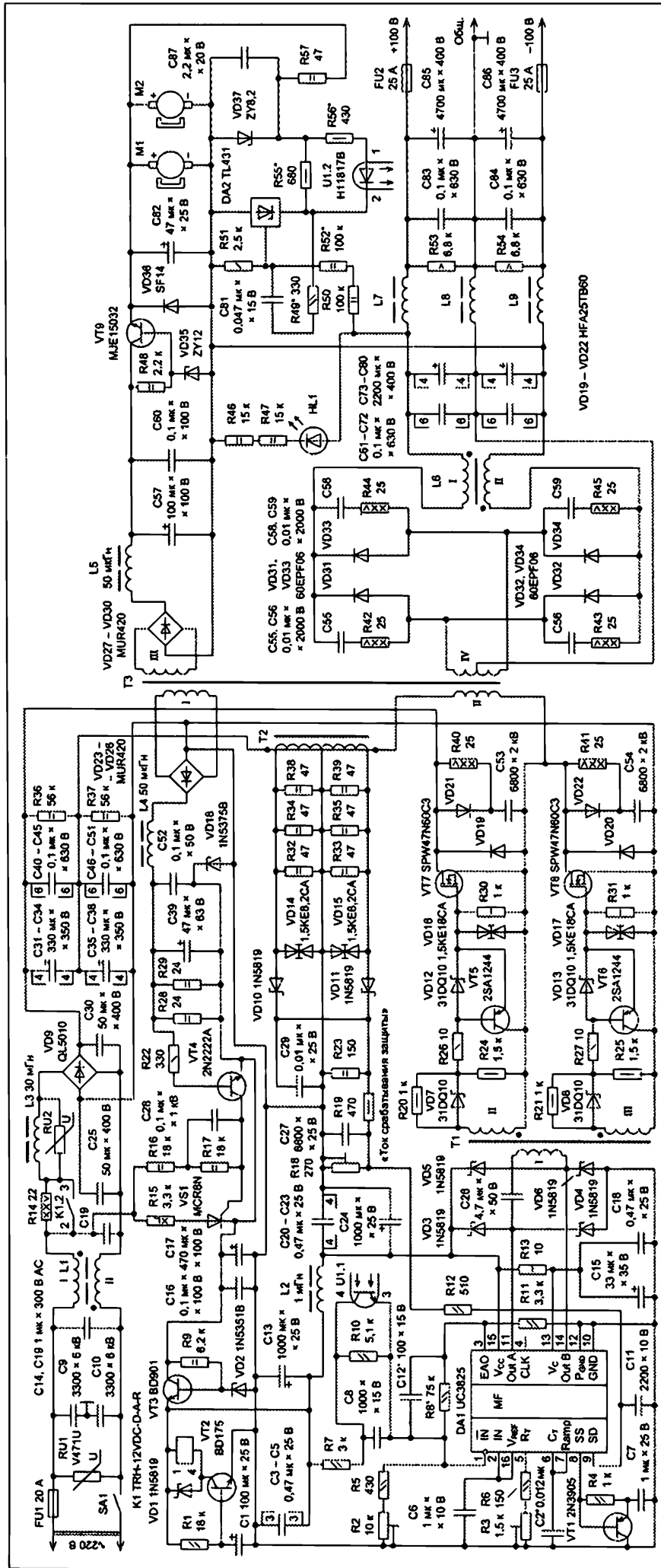


Рис. 5.85. Принципиальная схема задающего генератора

5.9.3. Назначение компонентов электропитающего устройства

Предохранитель FU1 защищает питающую сеть в случае отказа компонентов ИИП.

Для включения и выключения вторичного источника питания используют переключатель SA1.

Варистор RU1 служит для защиты входных цепей электропитающего устройства от перенапряжений, которые могут проникать из питающей сети.

Компоненты C1, R1, R14, K1, VD1 и VT2 образуют цепь ступенчатого ограничения пускового тока ИИП. Балластный резистор R14 необходим для уменьшения амплитуды импульса тока, вызванного зарядом конденсаторов емкостного делителя напряжения C31–C38, C40–C51 в момент включения электропитающего устройства. После того как конденсаторы емкостного делителя напряжения будут заряжены, и завершится переходный режим пуска ИИП, произойдет отпирание биполярного транзистора VT2, длительность задержки которого связана с зарядом оксидного конденсатора C1 через постоянный резистор R1. Чем больше постоянная времени цепи C1, R1, тем значительнее длительность задержки. Через выводы коллектор-эмиттер открытого транзистора VT2 будет течь ток, инициирующий срабатывание реле K1, контакты которого зашунтируют резистор R14, предупреждая чрезмерное тепловыделение в нем при штатной нагрузке ИИП. Диод VD1 купирует импульсы ЭДС самоиндукции обмотки электромагнитного реле K1, чем предотвращает пробой компонентов ИИП.

Емкость конденсатора C2 и сопротивления резисторов R3 и R6 определяют длительность импульсов, формируемых генератором пилообразного напряжения в микросхеме DA1, и задают частоту прямоугольных импульсов с паузой на нулевом уровне на парафазных выходах оконечного каскада контроллера задающего генератора. Кроме того, емкость конденсатора C2 обуславливает длительность защитной паузы (*dead time*) на нулевом уровне между разнополярными прямоугольными импульсами управления силовым преобразователем. Чем больше емкость конденсатора C2, тем значительней *dead time*.

На биполярном р-п-р-транзисторе VT1, конденсаторе C7 и резисторе R4 собрана цепь плавного запуска, позволяющая без проблем использовать в выходном высокочастотном фильтре ИИП оксидные конденсаторы C73–C80 и C85, C86 довольно большой емкости.

Задающий генератор выполнен на микросхеме DA1 с цепями “обвязки”. Назначение выводов ИМС UC3825N, изготовленной фирмой “Texas Instruments” (Unistode) и заключенной в пластмассовый корпус DIP-16, таково [95, с. 240]:

- 1 — инвертирующий вход усилителя ошибки;
- 2 — неинвертирующий вход усилителя ошибки;
- 3 — выход усилителя сигнала ошибки;
- 4 — вывод импульсов тактовой частоты;
- 5 — частотоподающий резистор;
- 6 — конденсатор, задающий частоту и длительность *dead time*;
- 7 — вывод пилообразного напряжения;

- 8 — вывод для организации “мягкого” запуска;
- 9 — вход системы блокировки по току и запрещения генерирования импульсов;
- 10 — локальный общий провод слаботочных цепей контроллера;
- 11 — выход “А”;
- 12 — локальный общий провод сильноточного оконечного каскада;
- 13 — вывод для подключения положительного полюса источника питания к цепям оконечного каскада;
- 14 — выход “В”;
- 15 — вывод для подключения к источнику питания сигнальных цепей микросхемы;
- 16 — выход опорного напряжения (+5,1 В).

Конденсатор С12 и постоянный резистор R8 — это цепь коррекции размещенного в микросхеме DA1 операционного усилителя сигнала ошибки, включенная между его инвертирующим входом 1 и выходом 3. Керамический конденсатор С6 шунтирует, замыкая на локальный общий провод, пульсации образцового напряжения +5,1 В, подаваемого с вывода 16 микросхемы DA1 на неинвертирующий вход 2 ее усилителя ошибки. Постоянный резистор R11 повышает помехоустойчивость задающего генератора. Напряжение питания, подводимое к оконечному каскаду микросхемы DA1, сглажено RC-фильтром, состоящим из резистора R13 и конденсаторов С15 и С18. Керамический конденсатор С18 шунтирует по высокой частоте танталовый конденсатор С15. С выводов 11 и 14 оконечного каскада DA1 прямоугольные импульсы с паузой на нулевом уровне, пройдя через керамический конденсатор С26, поступают на первичную обмотку трансформатора Т1.

Диоды Шоттки VD3–VD6 служат для предупреждения пробоя транзисторов в оконечном каскаде микросхемы DA1 обратным напряжением ЭДС самоиндукции, возникающим на выводах первичной обмотки маломощного импульсного трансформатора Т1. На трансформатор Т1 возложены функции согласования, а также — гальванической развязки задающего генератора и силового преобразователя электропитающего устройства. Гальваническую развязку между нагрузкой ИИП и питающей сетью обеспечивают импульсный трансформатор Т3 и транзисторный оптрон U1.

Конденсаторы С3–С5, С13, С20–С24 и дроссель L2 выполняют функцию П-образного фильтра третьего порядка, с выхода которого получает питание задающий генератор ИИП. Керамические конденсаторы С3–С5 и С20–С23, обладающие низкими паразитными сопротивлениями и внутренними индуктивностями, уменьшают амплитуду высокочастотных пульсаций. Дроссель L2 работает с подмагничиванием постоянным током.

Электропитание задающего генератора и цепи ступенчатого запуска ИИП осуществлено от линейного стабилизатора параметрического типа, который выполнен на компонентах R9 и VD2 с умуощняющим биполярным транзистором VT3. Сопротивление резистора R9 определяет ток, протекающий через стабилитрон VD2.

Цепь стабилизации выходного напряжения электропитающего устройства собрана на компонентах С8, С81, DA1, DA2, R2, R5, R7, R10, R49–R52, R55, R56 и U1. Резисторы R50–R52 образуют делитель постоянного выходного напряжения ИИП. Опорное напряжение с делителя подводят между выводом управления и анодом трехвыводного параллельного стабилизатора DA2. Питание компонента DA2 осуществляют от вспомогательного параметрического стабилизатора напряжения, состоящего из стабилитрона VD37, ограничивающего ток через него резистора R57 и фильтрующего конденсатора С87.

На резисторах R2, R5, R7, R10 и транзисторном оптроне U1.1 организован делитель постоянного напряжения, прикладываемого между инвертирующим входом усилителя сигнала ошибки (вывод 1) микросхемы DA1 и ее локальным общим проводом (вывод 10). Конденсатор С8 увеличивает помехоустойчивость цепи стабилизации. Подбором номиналов резисторов R7 и R10 можно скорректировать коэффициент заполнения импульсов, вырабатываемых задающим генератором.

Принцип действия системы, стабилизирующей выходное напряжение ИИП, таков. Предположим, что выходное напряжение электропитающего устройства по какой-либо причине возросло. В результате произойдет увеличение падения напряжения на компоненте R51 резистивного делителя. Рост напряжения между управляющим выводом и анодом трехвыводного стабилизатора DA2 приведет к повышению его катодного тока, протекающего по токоограничивающему резистору R56 и светодиоде оптрона U1.2. Под действием излучения светодиода U1.2 произойдет большее отпирание фототранзистора оптрона U1.1, поэтому между инвертирующим входом усилителя сигнала ошибки и локальным проводом микросхемы DA1 будет приложено большее постоянное напряжение, чем было до повышения выходного напряжения электропитающего устройства, что инициирует увеличение скважности импульсов, вырабатываемых задающим генератором. Для импульсов, присутствующих на обмотках трансформатора Т3, также увеличится скважность и уменьшатся эффективные напряжения. В итоге, после прохождения выпрямительных диодов VD31–VD34, постоянное напряжение на конденсаторах С61–С80 будет возвращено к исходной величине.

Конденсаторы С9, С10, С14, С19 и двухобмоточный дроссель L1 образуют фильтр, преграждающий путь проникновения в питающую сеть высокочастотных пульсаций, порождаемых в ходе работы импульсного преобразователя. Дифференциальные помехи снижают X-конденсаторы С14 и С19, а синфазные помехи подавляют Y-конденсаторы С9 и С10. Конденсаторы С9, С10, С14 и С19 должны отвечать требованиям электробезопасности. Особое внимание в этом вопросе следует уделить электропрочности конденсаторов С9 и С10 в связи с тем, что пробой диэлектрика и замыкание в любом из них соединит нагрузку нашего аппарата с питающей сетью. В случае противофазного включения обмоток дросселя L1 его магнитопровод будет испытывать подмагничивание. Во избежание модуляции помех низкочастотными составляющими тока, протекающего по обмоткам дросселя, необходимо, чтобы его магнитопровод не входил в насыщение.

Цепь защиты ИИП от перегрузки по току представлена элементами С11, С27, С29, R12, R18, R19, R23, R32–R35, R38, R39, T2, VD10, VD11, VD14 и VD15. При увеличении амплитуд импульсов тока, протекающих по первичной обмотке трансформатора тока Т2, на постоянных резисторах R32–R35, R38 и R39 будет

иметь место падение напряжения, пропорциональное силе тока в первичной обмотке трансформатора Т2 и обмотке II трансформатора напряжения Т3.

Двунаправленные трансилы (*transient voltage suppression diode*) VD14 и VD15 обеспечивают защиту компонентов цепи защиты от перенапряжений. Диоды Шоттки VD10 и VD11 выпрямляют ток. Присутствующее на их катодах напряжение относительно общего провода, достигающее пикового значения и приложенное к обкладкам керамического конденсатора С29, поступает на резистивный делитель напряжения, собранный на компонентах R18 и R19. Вращая подстроечник резистора R18, регулируют чувствительность системы защиты по току, причем можно как выставить наибольшую чувствительность, так и вовсе отключить защиту.

С делителя напряжения сигнал о перегрузке по току поступает на П-образный RC-фильтр, собранный на компонентах С11, С27 и R12, который предотвращает срабатывание системы защиты от воздействия помех. Выбор постоянной времени этого RC-фильтра осуществляют таким образом, чтобы система защиты, с одной стороны, не была чрезмерно инерционной, а с другой — не была излишне быстродействующей. Так, чрезмерная инерционность системы защиты сделает невозможным выполнение возложенных на нее функций, что приведет к аварии, а излишнее быстродействие системы защиты может провоцировать ложные срабатывания.

Отфильтрованное напряжение сигнала о перегрузке поступает на вывод 9 SD микросхемы DA1. Когда оно достигнет примерно 1..1,25 В [1, с. 242], задающий генератор прекратит формировать между выводами 11 и 14 импульсную последовательность. Микросхема DA1 марки UC3825 обладает высоким быстродействием при срабатывании по сигналу о токовой перегрузке. Наибольшая задержка распространения сигнала по всему тракту не превышает 80 нс, а типовая задержка — всего лишь 50 нс.

Для старта задающего генератора при включении ИИП и обеспечения его последующей работы применена запускающая система [97, с. 30, 31], выполненная на компонентах С16, С17, С28, С39, С52, L4, R15, R16, R17, R22, R28, R29, VD18, VD23–VD26, VS1 и VT4. В момент включения ИИП в сеть, благодаря ускоряющему конденсатору С28 и резисторам R16 и R17, триодный тиристор VS1 переходит в открытое состояние, и начинает течь ток по его выводам анод-катод и по постоянному резистору R15. Этот ток достаточен для того, чтобы обеспечить электроэнергией цепь ступенчатого ограничения броска тока, вызываемого зарядом конденсаторов емкостного делителя напряжения, и осуществить пуск задающего генератора.

Когда начнет функционировать силовой преобразователь, на обмотках трансформатора Т3 будут присутствовать импульсные напряжения. Напряжение с обмотки I трансформатора Т3 поступает на вспомогательный выпрямитель, собранный на диодах VD23–VD26, а с него — на LC-фильтр, выполненный на компонентах С39, С52, L4, а также — на фильтрующие конденсаторы С16, С17 и с них — на вход параметрического стабилизатора напряжения R9, VD2 и VT3. Высокочастотный дроссель L4 — демодулирующий. Потребление энергии нагрузкой параметрического стабилизатора R9, VD2 и VT3 приведет к появлению на резисторах R28 и R29 падения напряжения. Когда оно составит ориентировочно 1..1,5 В [2, с. 31], транзистор VT4 перейдет в открытое состояние и зашунтирует собой выво-

ды катода и управляющего электрода тиристора VS1, а при очередном полупериоде напряжения питающей сети произойдет запираание тиристора VS1.

Низкочастотный дроссель L3 совместно с косинусными конденсаторами C25 и C30 образуют простейший корректор коэффициента мощности. Он увеличивает отношение активной мощности к полной мощности, изымаемой ИИП от сети, и приближает форму потребляемого от сети тока к синусоидальной. К достоинству пассивного корректора коэффициента мощности можно отнести отсутствие генерирования высокочастотных электромагнитных помех и незначительное число компонентов. Недостатки — большая масса и габариты, возможность успешной работы лишь на достаточно постоянную нагрузку и пр. Варистор RU2 элиминирует импульсы ЭДС самоиндукции дросселя L3.

Диодный мост VD9 служит выпрямителем, на который нагружены группы конденсаторов C31–C34, C40–C45 и C35–C38, C46–C51, образующие емкостный делитель напряжения. Резисторы R36 и R37 разряжают конденсаторы C31–C38, C40–C51 делителя напряжения после того, как электропитающее устройство будет обесточено. Для предупреждения перегрева и следующего за этим разрушения, оксидные конденсаторы C31–C38 зашунтированы по высокой частоте полипропиленовыми конденсаторами C40–C51. Выбор емкостей, номинального напряжения и числа задействованных оксидных конденсаторов обусловлен, в том числе, допустимой амплитудой высокочастотных пульсаций на их обкладках.

В идеале, в средней точке рассматриваемого емкостного делителя будет присутствовать напряжение, составляющее половину от постоянного напряжения питания преобразователя. Однако, если не будет выполнен подбор компонентов, то неодинаковые емкости конденсаторов делителя обусловят определенные отличия фактического напряжения в средней точке от присущего идеальному случаю.

При нагрузке преобразователя до окончания полупериода имеет место частичный разряд конденсаторов в задействованном в данный момент плече делителя. Напряжение на обкладках конденсаторов, по которым в настоящее время протекает ток преобразователя, будет меньше, чем на обкладках конденсаторов, по которым он потечет в следующий полупериод, а в следующий полупериод ситуация станет противоположной. В результате все время будет происходить циклическое изменение напряжения в средней точке емкостного делителя.

Постоянные резисторы R30 и R31 совместно с цепями R20, R26, VD7, VD12, VT5 и R21, R27, VD8, VD13, VT6 служат для ускоренного разряда паразитных емкостей затвор-исток транзисторов VT7 и VT8 соответственно. Резисторы R24 и R25 демпфируют паразитные колебательные процессы, возникающие при смене полярностей импульсного напряжения, снимаемого с обмоток II и III согласующего трансформатора T1. Двухнаправленные защитные диоды VD16 и VD17 необходимы для предупреждения пробоя ключевых транзисторов VT7 и VT8 из-за недопустимого повышения напряжения затвор-исток при заряде паразитных емкостей затвор-сток. Резисторы R26 и R27 замедляют процессы переключения полевых транзисторов VT7 и VT8, что нужно для предотвращения потери их управляемости.

По справочным данным, полный заряд затвора транзистора SPW47N60C3 не превышает 320 нКл (типовая величина — 252 нКл). Прикладываемое к выводам затвор-исток транзисторов VT7 и VT8 напряжение не превышает 18 В из-за ограничительного действия защитных диодов VD16 и VD17. На частоте 50 кГц сред-

няя мощность, затрачиваемая на управление затворами каждого из транзисторов VT7 и VT8 марки SPW47N60C3, составляет не более $P \leq 320 \cdot 10^{-9} \text{ Кл} \cdot 18 \text{ В} \cdot 50 \cdot 10^3 \text{ Гц} \approx 0,29 \text{ Вт}$.

Диоды VD19 и VD20 — оппозитные. Параллельно выводам сток-исток ключевых транзисторов VT7 и VT8 подсоединены фиксирующие цепи, выполненные на компонентах C53, R40, VD21 и C54, R41, VD22. Наличие фиксирующих цепей позволяет уменьшить деградацию кристаллов ключевых транзисторов ввиду значительного уменьшения выделяемой в них мощности, происходящей кратковременно с окончанием каждого импульса.

Вспомогательный импульсный выпрямитель VD27–VD30 нагружен на сглаживающий LC-фильтр. Дроссель L5 — демодулирующий. Высокочастотный пленочный конденсатор C60 шунтирует по высокой частоте оксидный конденсатор C57. К выходу рассматриваемого выпрямителя подключена цепь, состоящая из токоограничивающего резистора R48 и стабилитрона VD35, образующая параметрический стабилизатор напряжения с упрочняющим транзистором VT9. Выходное напряжение параметрического стабилизатора составляет примерно 12 В, а его нагрузкой выступают вентиляторы M1 и M2, а также — еще один параметрический стабилизатор напряжения R57 и VD37. Конденсатор C82 подавляет пульсации, а диод VD36 купирует импульсы ЭДС самоиндукции обмоток вентиляторов.

На компонентах C61–C80, C83–C86, L6–L9 и VD31–VD34 собран выходной выпрямитель, нагруженный на высокочастотный индуктивно-емкостный фильтр. Демпфирующие цепи C55 и R42, C56 и R43, C58 и R44, C59 и R45 уменьшают паразитные колебательные процессы, связанные с конечным временем обратного восстановления диодов VD31–VD34. Для предотвращения разрушения оксидные конденсаторы C73–C80 и C85, C86 зашунтированы по высокой частоте пленочными конденсаторами C61–C72 и C83, C84 с диэлектриками из полипропилена. Выбор оксидных конденсаторов фильтра основан, в том числе, на допустимом токе пульсации через данные компоненты.

Двухобмоточный дроссель L6 выполняет две роли: демодулирующего элемента и дросселя групповой стабилизации. Постоянные резисторы R53 и R54 разряжают конденсаторы C61–C80 и C83–C86 после выключения ИИП. Между выходом выпрямителя, собранного на диодах VD31–VD34, и дросселем L6 не должны быть включены конденсаторы (особенно большой емкости), поскольку это приведет к ряду негативных явлений. Во-первых, повлечет невозможность перераспределения пульсирующих напряжений на обмотках этого дросселя, а, значит, групповая стабилизация будет отсутствовать. Во-вторых, напряжение на конденсаторах C61–C80 первого звена выходного фильтра станет пропорционально амплитудному, а не эффективному напряжению, что не позволит успешно функционировать системе широтно-импульсной стабилизации напряжений на нагрузке электропитающего устройства. В-третьих, при емкостной реакции нагрузки выходного выпрямителя не исключено самовозбуждение импульсного преобразователя.

Цепь из светодиода HL1 и резисторов R46 и R47, ограничивающих силу протекающего по нему тока, предназначена для индикации включенного состояния электропитающего устройства. Применение двух постоянных резисторов R46, R47 мощностью по 2 Вт у каждого обусловлено номинальным напряжением данных компонентов. Желательно, чтобы цвет свечения светодиода HL1 был зеленым или синим.

Предохранители FU2 и FU3 предотвращают развитие дугового разряда в случае внезапного короткого замыкания в проводах выходных шин, разъемах или нагрузке.

5.9.4. Возможные замены компонентов

Автомат защиты FU1 на ток 20 А, допускающий переменное напряжение на разомкнутых контактах до 250 В, был выбран марки А-0701НМ производства “Sang Mao Enterprise Co., Ltd.”. Данный автомат защиты вручную переводят в рабочее состояние после срабатывания. Вместо него, естественно, не запрещено использовать обычный плавкий предохранитель, например, марки H630-20A/250В или H630PT-20A/250В.

Не исключено применение выключателя питания SA1 клавишного типа с фиксацией положения, например, марок R515BGNBT, R525-BBOT, или тумблера, например, марки SS-323-3W. Для увеличения максимального коммутируемого тока группы контактов объединяют между собой.

Варисторы RU1 и RU2 должны обладать среднеквадратическим напряжением срабатывания не ниже 320 В. Имеет смысл использовать варисторы В72220-S421-K101, В72220-S461-K101, TVR20681 или аналогичные, причем желательно, чтобы они допускали поглощение максимальной энергии величиной более 100 Дж.

Постоянные резисторы R1, R4–R13, R16, R17, R19–R39, R46–R52, R55–R57 допустимо использовать любые из серий МЛТ, С2-23, С2-29 или С2-33Н. Подстроечные резисторы R2, R3 и R18 можно применить отечественного производства: СПЗ-19, СПЗ-37, СПЗ-39, СПЗ-45б или аналогичные. Марка резистора R14, обладающего номинальной мощностью 25 Вт, — С5-35В, С5-47 или ПЭВ. Проволочный резистор R15 мощностью 40 Вт можно взять марки С5-47. Безындукционные резисторы R40–R45 с номинальной мощностью каждого по 25 Вт могут быть марки Р1-69, аналога резисторов МОУ, или РА6 в корпусе ТО-247. Их можно также составить из нескольких постоянных резисторов ОМЛТ, МОН, С2-10 или С2-34, включенных параллельно. Постоянные резисторы R53 и R54 с номинальной мощностью рассеяния 5 Вт могут быть применены марок ВС, ТВО или SQP.

Конденсаторы С3–С8, С11, С12, С16, С18, С20–С23, С26, С27, С29, С52, С81, С87 — малогабаритные керамические К10-17, К10-47, КМ-4а, КМ-5а или КМ-6а. Желательно, чтобы частото задающий конденсатор С2 был марки К10-47а группы ТКЕ МП0. Оксидные конденсаторы С1, С13, С17, С24, С31–С39, С57, С73–С80, С82, С85, С86 — импортные, можно с обкладками из алюминия. Выбирая конденсаторы С31–С38, С73–С80, С85, С86, при прочих равных условиях следует отдать предпочтение компонентам, допускающим работу с большей амплитудой пульсации на высокой частоте.

Керамические конденсаторы С9 и С10 — К15-5 или DECE33J222ZC4В производства “Murata Manufacturing Co., Ltd.”. Конденсаторы подавления электромагнитных помех С14 и С19 класса Х2 были взяты марки В81131-С1105-М производства фирмы “Epcos”. Их допустимо поменять на конденсаторы В81133-С1105-М, выдерживающие номинальное переменное напряжение на обкладках в 275 В, или аналогичные.

Конденсатор С15 — танталовый (например, серии К52-1БМ, К53-1А, К53-18) или ниобиевый (допустим серии К53-4А), емкостью от 10 мкФ до 47 мкФ и номинальным напряжением не ниже 30 В. Конденсатор С28 — отечественный К73-16

или К78-2. Высокочастотные шунтирующие конденсаторы С40–С51, С55, С56, С58, С59, С60–С72, С83, С84 с диэлектриком из полипропилена обязаны обладать низкими показателями паразитной индуктивности и внутреннего сопротивления. Подходят конденсаторы серии МКР 10 фирмы “WIMA” в качестве:

- С40–С51 — МКР1J031004J00;
- С55, С56, С58, С59 — МКР1U021004D00;
- С60 — МКР1D031003G00;
- С61–С72, С83 и С84 — МКР1J031004J00.

Однофазные косинусные конденсаторы С25 и С30, рассчитанные на номинальное напряжение 400 В переменного тока, целесообразно использовать производства фирмы “Epcos” серии PhiCap типа МКР400-I-2.5, кодированные как В32340С4022А500.

Высокочастотные импульсные полипропиленовые конденсаторы С53 и С54, каждый из которых обладает емкостью по 6,8 нФ и выдерживает максимальное напряжение между обкладками в 2000 В постоянного тока и 700 В переменного тока, допустимо взять серии МКР 10 с наименованием МКР1U016805В00 или серии FKP 1 с маркировкой FKP1U016805Н00 производства фирмы “WIMA”.

Транзистор VT1 структуры р-п-р марки 2N3905 можно заменить на любой прибор из отечественных серий КТ209, КТ345, КТ349, КТ351, КТ352, КТ361, КТ3107 или импортным компонентом BC856, BC857, BC858.

Транзистор BD175 структуры п-р-п с позиционным обозначением VT2 заменим одним из отечественных приборов КТ807Б, КТ807БМ, КТ815В, КТ961А, КТ961Б или КТ961В. Транзистор монтируют на ребристый алюминиевый охладитель HS303-30.

В качестве диодов VD1 и VD36 применимы компоненты 1N4933, 1N4934, 1N5819, FR103, MUR120, SF11, SF12, SF14, SF21, SF22, SF24, UF4002, КД212А, КД243Б или КД257А.

Электромагнитное реле К1 марки TRH-12VDC-D-A-R допустимо поменять на TR90-12VDC-SC-A, TR90-12VDC-SC-C, TR90-12VDC-SC-C5, TR91F-12VDC-SB-A или аналогичное.

Заменой специализированной микросхемы DA1 марки UC3825 выступают ее аналоги: UC1825, UC2825 или К1156ЕУ2Р.

Транзистор Дарлингтона VT3 марки BD901 разрешено поменять на BD647, BD649, BD651, BD899, BD899А или КТ829А. Транзистор закрепляют на алюминиевом охладителе HS304-30 с односторонним расположением ребер.

Напряжение пробоя стабилитрона VD2 марки 1N5351В составляет 14 В. Этот компонент можно поменять на один из таких приборов: 1N5350В, 1N5352В, ZY15, 2С516В, КС509А, КС515Г.

Двухобмоточный дроссель L1, выполненный на тороидальном ферритовом магнитопроводе, применен марки В82726-S2163-N30 фирмы “Epcos”. Указанный дроссель допускает максимальный переменный ток до 16 А и выдерживает переменное напряжение между обмотками в 250 В. Вместо него может быть использован аналогичный дроссель вертикальной конструкции В82726-S2163-N1 того же производителя, выдерживающий переменный ток до 16 А и также работающий при наличии переменного напряжения между обмотками до 250 В включительно.

Дроссель L2, выполненный на ферритовом сердечнике в форме гантели, взят готовый марки LPV2023-102KL производства “Bourns Inc.”. Данный дроссель имеет индуктивность 1 мГн, допускает максимальный постоянный ток силой до 1,2 А и обладает омическим сопротивлением обмотки 0,550 Ом. Заменой может выступать дроссель LPV1823-102KL с сопротивлением обмотки 0,600 Ом, максимальным током до 1,0 А и индуктивностью в 1 мГн или иной компонент с близкими параметрами.

Замена транзисторного оптрона U1 типа H11817B — LTV357T, LTV816, LTV817, PC123FY2, PC816 или PC817.

Триодный тиристор VS1 с обозначением MCR8N допустимо поменять на один из таких приборов: 10TTS08PBF, 12TTS08, BT151-800R, КУ109А, КУ109Б или КУ109В. Тиристор устанавливают на охладитель HS303-60.

В качестве замены диодов Шоттки VD3–VD6, VD10 и VD11 марки 1N5819 допустимо применить компоненты 11DQ06, 11DQ10, 1N5818, MBR160, SB140, SB160, SB1100, SR160 или SR180. Эти детали должны обладать как можно меньшей инерционностью.

Дроссель L3, работающий на частоте питающей сети 50 Гц и допускающий ток подмагничивания не ниже 16 А, может быть любого типа.

Согласующий трансформатор напряжения Т1 выполнен на тороидальном магнитопроводе К20×12×6 из феррита М2000НМ-А или близкого по параметрам. Первичная обмотка I, измеренная индуктивность которой составляет примерно 1,70 мГн, образована 37 витками провода, а каждая из вторичных обмоток II и III обладает индуктивностью около 2,18 мГн и имеет по 42 витка. Для всех трех обмоток применяют провод с одним и тем же диаметром по меди 0,35 мм марок ПЭВ-2, ПЭТ-200-1, ПЭТВ или ПЭЛШО. Вторичные обмотки укладывают в два провода. Все три обмотки навивают на кольцо равномерно. Между первичной и вторичными обмотками укладывают изоляцию из лакотканевой капроновой (ЛКМ) или шелковой (ЛШМ) лент или полипропиленовой или лавсановой пленок.

В качестве однофазного диодного моста VD9 пригодны компоненты QL5010, MB508, MB5010, KBPC5008, KBPC5010 или аналогичные. Диодный мост прижимают к алюминиевому радиатору HS134-50, имеющему двухстороннее расположение ребер.

Транзистор VT4 структуры n-p-n марки 2N2222A можно поменять на импортный компонент ECG123A или на отечественные приборы КТ3117А, КТ3117Б или КТ3117А1.

Диоды VD7, VD8, VD12 и VD13 должны обладать высоким быстродействием. Заменой диодов Шоттки 31DQ10 выступают компоненты 31DQ06, MBR360, SB360, SB3100 или SR360.

Биполярные p-n-p-транзисторы VT5 и VT6 марки 2SA1244 можно поменять на 2SB1202. Нагрев этих транзисторов невелик, и для отвода и рассеяния тепла от их корпусов достаточно ширины дорожек печатной платы.

Двунаправленные трансилы 1,5KE8,2CA (VD14 и VD15) можно заменить приборами 1,5KE10CA, P6KE8,2CA или P6KE10CA.

Защитные диоды VD16 и VD17 марки 1,5KE18CA допустимо поменять на P6KE18CA.

Ключевые транзисторы VT7 и VT8 марки SPW47N60C3 заменимы приборами 2SK1522, IRFPS43N50K, STY60NM50 или STW45NM50. Каждый из указанных

транзисторов следует закрепить на отдельном охладителе от центрального процессора компьютера, например, “Igloo 7321 TC (E)” или схожем по эффективности и площади поверхности.

Вместо стабилитрона VD18 типа 1N5375B разрешено использовать 1N5374B, ZY82 или ZY75.

Дроссели L4 и L5 целесообразно применить марки LPV2023-500KL фирмы “Bourns Inc.” с индуктивностью каждого по 50 мкГн. Они создают омическое сопротивление в 0,032 Ом и допускают протекание максимального постоянного тока силой до 5 А. Можно также взять дроссели LPV1823-500KL, изготовленные этим же производителем, с индуктивностью каждого по 50 мкГн, сопротивлением обмотки 0,036 Ом и максимальным током до 4 А.

Ультрабыстрые диоды VD19–VD22, клейменные как HFA25TB60, допустимо поменять на DSEI30-06A. Каждый из них закрепляют на отдельном алюминиевом охладителе HS104-30 с ребрами, выступающими с двух сторон. Замену на диоды 30EPH06, 30ETH06 или RHRG3060 лучше не выполнять в связи с их довольно высоким прямым падением напряжения, которое, в зависимости от выбранных компонентов, может превзойти прямое падение напряжения на внутреннем электронно-дырочном переходе ключевых транзисторов.

Диоды MUR420 импульсных выпрямителей VD23–VD30 заменимы другими: BYW29E-150, BYW80-200, SBYV28-200 или SF54.

Трансформатор тока Т2 выполняют на магнитопроводе K28×16×9 из феррита M2000HM1-17, M2000HM1-36 или подобного. С целью линейризации параметров датчика кольцо можно разломить на две части, а затем склеить. Первой на магнитопровод укладывают вторичную обмотку, наматывая ее одновременно в два провода. Кромки кольца притупляют надфилем или наждачной бумагой, чтобы во время намотки предупредить порчу изоляции провода. Первичная обмотка, по которой течет отслеживаемый ток, образована одним витком, полученным из вывода обмотки II трансформатора Т3 или монтажного провода, который “пронизывает” окно магнитопровода. Вторичная обмотка трансформатора тока имеет отвод от середины и состоит из 54 + 54 витков провода ПЭВ-2, ПЭТ-200-1, ПЭТВ, ПЭТ-имид или ПЭЛШО с диаметром по меди 0,35 мм. Измеренная индуктивность каждой из вторичных полуобмоток составляет примерно по 6,40 мГн. Между первичной и вторичной обмотками прокладывают изоляцию из лент триацетатной, политетрафторэтиленовой или полиэтилентерефталатной пленки. Для повышения электропрочности провод первичной обмотки имеет смысл поместить в кембрик.

Силовой импульсный трансформатор Т3 выполнен на двух сложенных вместе магнитопроводах типоразмером Ш20×28 из феррита 2500НМС1 или 2500НМС2, разработанного для работы в сильных магнитных полях. Обмотка I имеет два витка провода; обмотка II — девять витков; обмотка III — два витка; и, наконец, обмотку IV образуют 7 + 7 витков. Для выполнения обмоток II и IV целесообразно применить литцендрат ЛЭШО, состоящий из 615 жил диаметром 0,071 мм каждая, а в качестве провода обмоток I и III резонно использовать литцендрат ЛЭШО или ЛЭШД, образованный 12 жилами диаметром 0,2 мм каждая. При возникновении сложностей с приобретением указанных литцендратов или в силу страха их пайки, обмотки I и III допустимо намотать одножильным проводом ПЭВ-2 или ПЭТВ с диаметром по меди 0,67 мм, а для выполнения обмоток II и IV можно свить в “косичку” семь проводов того же диаметра 0,67 мм и той же марки. Обмотки III

и IV необходимо изолировать от остальных обмоток лентами из майлара или фторопласта-4.

Половинки магнитопровода склеивают между собой на двух участках площадью 56×10 мм и одной зоне 56×20 мм так, чтобы между ними оказалось расстояние примерно в 0,25 мм, полностью заполненное специально заготовленным компаундом. Воздушных прослоек быть не должно. Для приготовления компаунда наждачной бумагой шкурят феррит марки 1500НМ или 2000НМ для получения обильной пудры, которую смешивают с небольшим количеством эпоксидной смолы и ее отвердителя так, чтобы вышла густая масса ферромагнитного клея.

Индукция насыщения феррита 2500НМС1 составляет 0,45 Тл, феррита 2500НМС2 — 0,47 Тл, феррита 2000НМ — 0,39 Тл, а феррита 1500НМ — всего 0,35 Тл. Поскольку ферриты 1500НМ и 2000НМ, предназначенные для работы в слабых магнитных полях, обладают меньшей индукцией насыщения, то их частные петли гистерезиса зайдут в область парапроцессов раньше, чем ферритов 2500НМС1 или 2500НМС2. Пока отсутствует подмагничивание сердечника трансформатора ТЗ, будут далеки от насыщения и феррит Ш-образных половин, и ферромагнитный компаунд. При этом магнитная проницаемость сердечника велика, а треугольная составляющая тока обмотки II, представляющая намагничивающий ток, будет мала. Эта составляющая будет меньше, чем при наличии в сердечнике немагнитного зазора, но больше, чем при плотно сжатых, отполированных и притертых друг к другу Ш-образных половинках. При существенном подмагничивании ферромагнитный компаунд входит в насыщение и, потеряв магнитные свойства, представляет немагнитный зазор между Ш-образными половинками, феррит которых в насыщение не входит. В результате происходит изменение частной петли гистерезисного цикла, и уменьшается остаточная индукция, подобно тому, как это реализовано в дросселях.

Мощные диоды VD31–VD34, обозначенные 60EPF06, разрешено сменить на компоненты 60APU06, 60EPU06, 80EPF06 или RHRG5060. Указанные диоды монтируют на отдельные ребристые алюминиевые охладители HS144-50.

Магнитопровод дросселя L6 составляют из четырех сложенных один на другой магнитодиэлектрических сердечников типоразмером КП55×32×11,7 из альсифера ВЧ-32. Каждая из обмоток имеет индуктивность по 75 мкГн и выполнена из 22 витков провода с площадью сечения по меди не менее $4,7 \text{ мм}^2$. Обмотки укладывают на магнитопровод одновременно в два провода. Поскольку велика переменная составляющая протекающего по обмоткам тока, для обмоток целесообразно использовать литцендрат или самодельную “косичку” из свитых вместе изолированных проводников с диаметром каждого по меди не более 0,44 мм.

Светодиод HL1 можно применить марки ARL2-5213PGC, L-1503SGC, L-383SGWT, L-793GD, КИПМО1В-1Л, КИПМО7Г-1Л, КИПД88И60-ЖЛ-П, КИПМО1Г-1Л, КИПМО1Г-1Л, КИПМ32Д40-ЖЛ-П2 или аналогичный.

Стабилитрон VD35, обозначенный как ZY12, допустимо заменить на 1N5349В, 1N5350В, ZY13 или другой стабилитрон с напряжением пробоя 12..13 В.

Транзистор VT9 структуры п-р-п марки MJE15032 можно заменить на 2SC2867. Его закрепляют на алюминиевом охладителе HS216-50.

Каждый из магнитопроводов дросселей L7, L8 и L9 собирают из двух сложенных вместе сердечников КП55×32×11,7 из альсифера ВЧ-32. Обмотки обладают индуктивностями по 50 мкГн и состоят из 25 витков провода ПЭВ-2, ПЭТВ,

ПСК или ПСДК с диаметром по меди 2,44 мм. В связи с тем, что переменные составляющие токов рассматриваемых дросселей малы, обмоточный провод применен одножильный.

Близким отечественным аналогом трехвыводного регулируемого стабилизатора DA2 типа TL431 выступают микросхемы КР142ЕН19А, К142ЕН19АП.

Вентиляторы М1 и М2 с размером рамы 92×92 мм, рассчитанные на рабочее напряжение 12 В постоянного тока, можно использовать марок JF0925B1E, JF0925B1L или JF0925S1L. Нежелательно, чтобы постоянный ток, потребляемый каждым из вентиляторов, превышал 0,13 А, поскольку это повысит тепловыделение в транзисторе VT9.

Стабилитрон VD37 с наименованием ZY8,2 заменим на 1N4738A, 1N5344B, 1N5345B, BZX85C-8V2, BZV85C-9V1 или BZX85C-9V1.

Плавкие предохранители FU2 и FU3 с номинальным током срабатывания 25 А можно взять марок FАТС-25А, KF-0560.CBC, KF-0570, H630-25A/250B, H630PT-25A/250B или аналогичных.

5.9.5. Конструкция

При монтаже следует избегать образования земляных петель. Выводы компонентов и их соединения должны быть по возможности короткими.

Конденсатор С6 следует монтировать как можно ближе к выводам 2 и 10 микросхемы DA1, конденсатор С11 — к выводам 9 и 10, конденсаторы С20–С23 — к выводам 10 и 15, а конденсаторы С15 и С18 — к выводам 12 и 13 микросхемы DA1.

Штыри или ребра охладителей необходимо ориентировать так, чтобы вдоль них происходила циркуляция воздушных потоков. Полупроводниковые приборы, подлежащие закреплению на теплоотводах, монтируют с применением кремний-органической пасты КПТ-8, или пасты АлСил-3 на основе порошка нитрида алюминия, или близкой по свойствам.

На один из выводов обмотки II трансформатора Т3, а также на два вывода его обмотки IV, идущие к диодам VD31–VD34, полезно надеть по миниатюрному помехоподавляющему ферритовому кольцу, которые будут выполнять роль демпферов. На принципиальной схеме эти демпфирующие дроссели с одновитковыми обмотками условно не показаны. Демпфирование обмоток II и IV трансформатора Т3 при необходимости можно осуществить и обычными RC-цепочками, а в идеале при рациональном монтаже оно не обязательно.

5.9.6. Настройка и регулировка источника электропитания

В связи с тем, что между компонентами электропитающего устройства присутствуют опасные для жизни напряжения, все операции по настройке и регулировке необходимо проводить, скрупулезно выполняя правила техники безопасности. Пока источник питания включен в сеть, любые манипуляции по его наладке запрещены. До окончания регулировочных работ не следует включать ИИП в сеть, поскольку это способно привести к выходу из строя его компонентов.

Первым делом движки подстроечных резисторов R2 и R3 выставляют в среднее, а резистора R18 — в крайнее нижнее по схеме положение, соответствующее

наибольшему сопротивлению. Проверяют монтаж и фазировки выводов моточных компонентов.

Необходимо отрегулировать частоту преобразования и проконтролировать форму импульсов, генерируемых микросхемой DA1, которые должны присутствовать на выходах ее квазикомплементарного оконечного каскада. Для этого от лабораторного блока питания в соответствии с полярностью подают на конденсатор C17 постоянное напряжение величиной 20..35 В. Подключив между выводами 11 и 14 микросхемы DA1 осциллограф или частотомер и меняя положение движка резистора R3, устанавливают частоту преобразования в 50 кГц. Частота преобразования должна быть в два раза ниже частоты импульсов между выводами 7 и 10 микросхемы DA1. Осциллограмма треугольных импульсов напряжения, присутствующих на частото задающем конденсаторе C2, показана на рис. 5.86 (длительность развертки — 5 мкс/деление, положение аттенюатора — 0,5 В/деление).

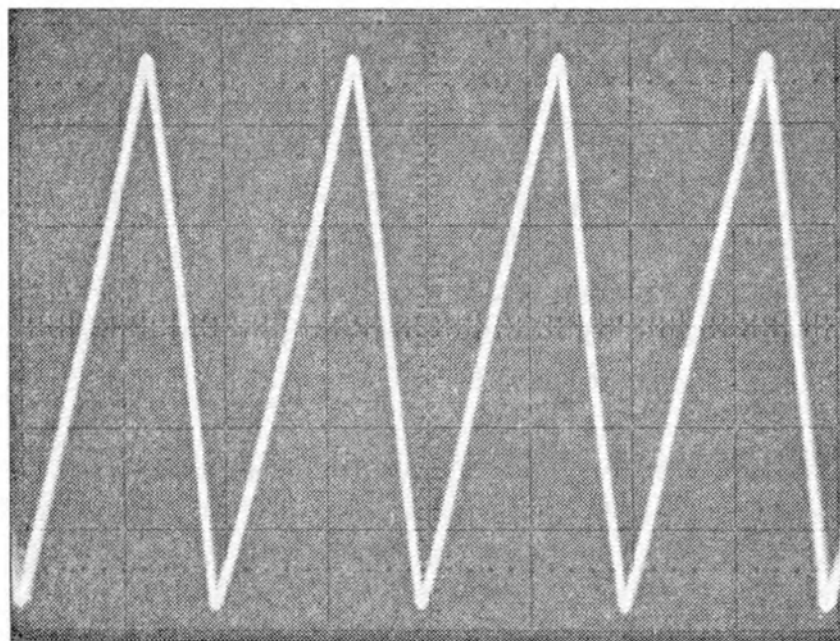


Рис. 5.86. Треугольные импульсы напряжения

Теперь необходимо проверить работу системы широтно-импульсного регулирования напряжения. Для этого потребуется вспомогательный перестраиваемый маломощный источник тока силой примерно 0..20 мА. По светодиоду оптрона U1.2 пропускают регулируемый постоянный ток такой силы, чтобы светодиод из неизлучающего состояния переходил в состояние свечения и наоборот, и соответственно, плавно изменялось сопротивление между выводами коллектор-эмиттер фототранзистора оптрона U1.1. В результате должна постепенно изменяться ширина выходных импульсов задающего генератора, что необходимо проконтролировать. Осциллограмма формы импульсов напряжения, возникающих между парафазными выводами 11 и 14 оконечного каскада микросхемы DA1, при средней скважности (в типовом режиме) показана на рис. 5.87 (длительность развертки — 5 мкс/деление, положение аттенюатора — 5 В/деление).

Для тех же условий съема данных осциллограмма импульсов напряжения при минимальной скважности изображена на рис. 5.88, а при максимальной скважности — на рис. 5.89.

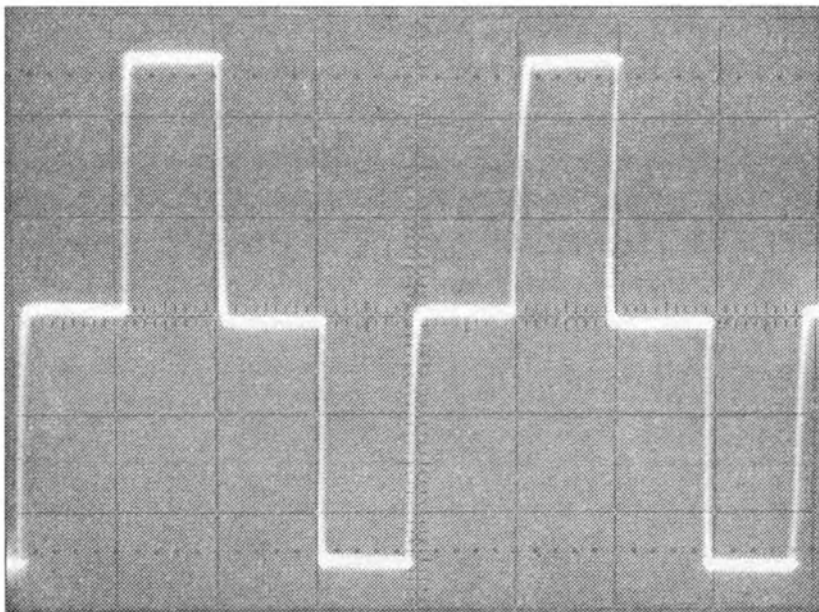


Рис. 5.87. Импульсы напряжения со средней скважностью

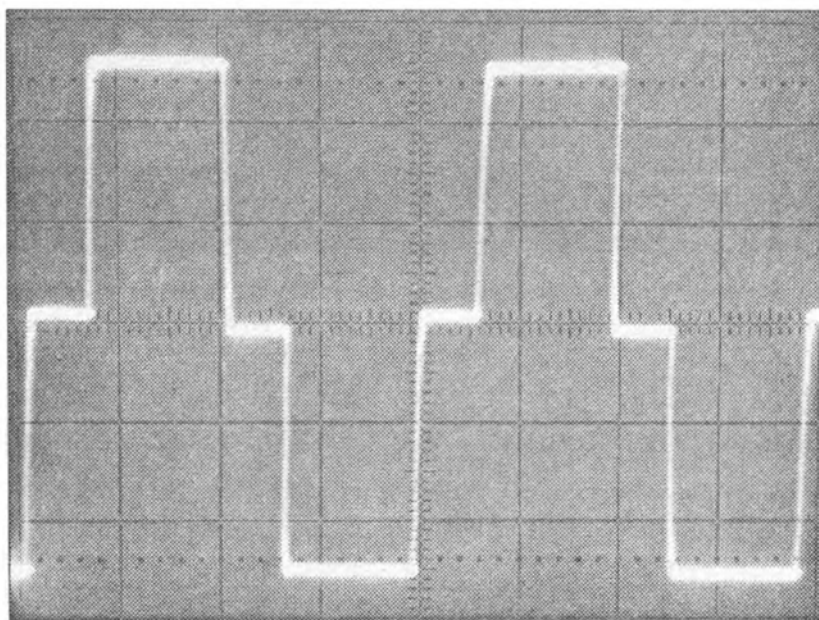


Рис. 5.88. Импульсы напряжения с малой скважностью

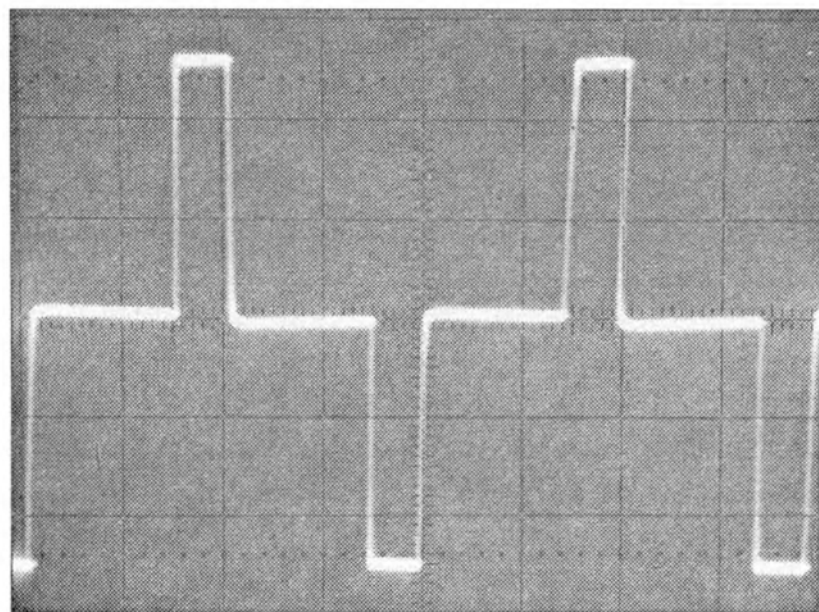


Рис. 5.89. Импульсы напряжения с большой скважностью

Теперь следует проверить форму импульсов управления ключевыми транзисторами. На обмотках II и III согласующего трансформатора Т1 должны присутствовать прямоугольные импульсы напряжения одинаковой амплитуды и длительности, но в противоположной фазе. Осциллограмма импульсов напряжения между затвором и истоком транзистора VT7 при отключенном выводе стока и обесточенном преобразователе показана на рис. 5.90 (длительность развертки — 2 мкс/деление, делитель напряжения аттенюатора зафиксирован в положении 2 В/деление).

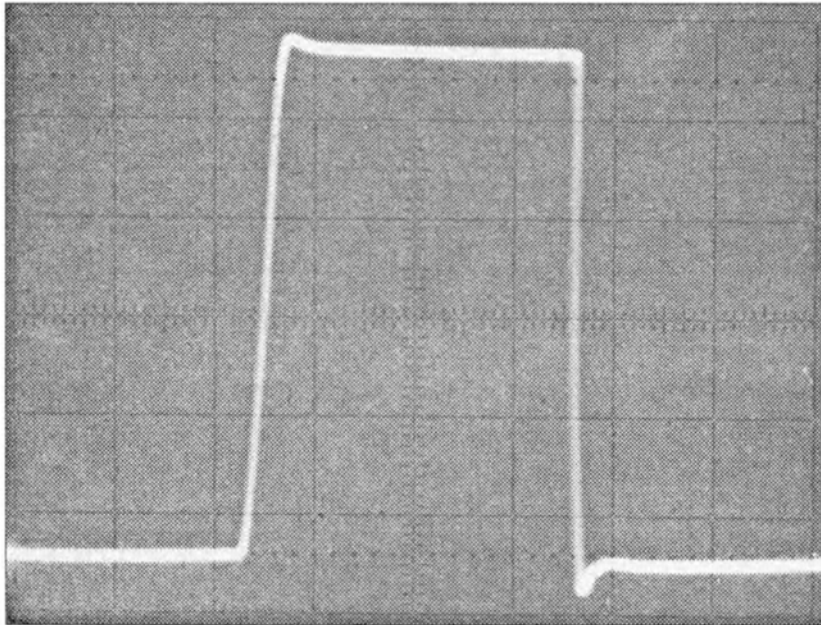


Рис. 5.90. Импульсы управляющего напряжения на выводах затвор-исток ключевого транзистора

Крутизна фронтов этих импульсов зависит от сопротивления резистора R26: чем ниже сопротивление, тем круче фронт. Между выводами затвор-исток транзистора VT8 присутствуют импульсы с точно такими же параметрами и формой. Следует убедиться, что в течение времени, пока между затвором и истоком одного из ключевых транзисторов приложено отпирающее напряжение, между затвором и истоком другого ключевого транзистора управляющее напряжение отсутствует, и нет перекрытия импульсов по длительности.

На следующем шаге необходимо проверить сетевой выпрямитель с фильтром. Для этого отключают компоненты импульсного преобразователя (C53, C54, R40, R41, T2, VD19–VD22, VT7 и VT8) от диодного моста VD9 с емкостным делителем напряжения (C31–C38, C40–C51, R36 и R37) и подключают выпрямитель в сеть. При этом на резисторах R36 и R37 должны присутствовать практически одинаковые постоянные напряжения. Потребляемая от сети активная составляющая тока, в основном включающая потери в диэлектриках конденсаторов и расходуемая на нагрев резисторов R36 и R37, должна находиться в диапазоне от единиц до нескольких десятков миллиампер. Если это так, то выпрямитель от сети отключают, ожидают разряда конденсаторов, после чего восстанавливают соединения с импульсным преобразователем.

Необходимо измерить ток, потребляемый импульсным преобразователем без нагрузки, отбираемый им от выпрямителя с емкостным делителем напряжения при номинальном напряжении питающей сети 220 В. Ток не должен превышать примерно 100 мА. Если оказалось, что сила измеренного тока гораздо больше, необходимо безотлагательно отключить электропитающее устройство и найти причину неполадки. Ее могли породить неисправные компоненты, чрезмерно низкая

частота преобразования, ошибки в монтаже, чересчур малая индуктивность первичной обмотки трансформатора ТЗ, например, обусловленная недостаточной индукцией насыщения магнитопровода.

Затем следует получить постоянные выходные напряжения каналов ИИП требуемой величины. К обоим каналам электропитающего устройства подключают одинаковые эквиваленты нагрузок с сопротивлением каждой по 50 Ом, составленные из нихромовых спиралей нагревательных элементов или тормозных резисторов суммарной мощностью не менее 0,5 кВт. Постоянное выходное напряжение ИИП регулируют подстроечным резистором R2, а также — путем подбора сопротивлений резисторов R50–R52 в делителе напряжения управления трехвыводного стабилизатора DA2.

При подключении к обоим каналам электропитающего устройства одинаковых нагрузок на них должны присутствовать одинаковые выходные напряжения. Теперь, если один из каналов нагрузить существенней, чем другой, то, благодаря дросселю групповой стабилизации L6, между его обмотками I и II должно произойти перераспределение переменных составляющих, и постоянные выходные напряжения ИИП не должны обрести существенные отличия. Если же при подключении большей нагрузки к одному из каналов напряжение на ней значительно упадет, а на нагрузке другого канала настолько же возрастет, то это указывает на ошибку в фазировке одной из обмоток дросселя L6. При правильной работе цепи, бесспорно, будет иметь место небольшое уменьшение постоянного напряжения на выходе наиболее нагруженного канала.

Настало время отрегулировать систему защиты от перегрузки по току нагрузки. Для этого к обоим каналам ИИП подсоединяют новые эквиваленты нагрузок с одинаковыми сопротивлениями по 10 Ом с тем, чтобы общая рассеиваемая нагрузкой мощность составила 2 кВт. Форма импульсов напряжения на обмотке II трансформатора ТЗ во время работы ИИП на нагрузку представлена на рис. 5.91 (длительность развертки — 5 мкс/деление, положение аттенюатора — 50 В/деление).

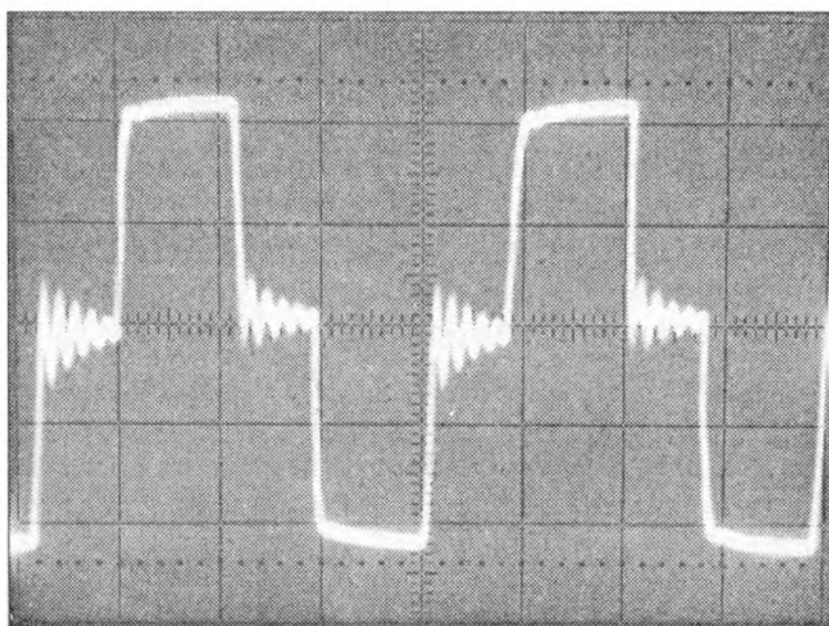


Рис. 5.91. Импульсы напряжения на выводах обмотки трансформатора ТЗ

С помощью резистора R18 устанавливают порог срабатывания защиты так, чтобы ИИП находился на границе отключения. После корректировки порога сис-

темы защиты эквиваленты нагрузки отсоединяют. На этом настройку электропитающего устройства можно считать завершенной.

5.10. Импульсный источник питания для мощного автомобильного усилителя звуковой частоты

5.10.1. Описание электропитающего устройства

Вторичное электропитающее устройство, о котором пойдет речь далее, позволяет пропускать ток произвольной формы по нагрузкам, а двуполярное выходное напряжение аппарата стабилизировано по широтно-импульсному принципу. Допустимо включение источника питания без подсоединения нагрузок к выходным каналам. Коммутацию нагрузок разрешено выполнять исключительно после обесточивания электропитающего устройства. Цепи защиты от перегрева деталей источника питания не предусмотрено. Принципиальная схема электропитающего устройства показана на рис. 5.92.

Потребление максимальной мощности от аппарата возможно при его подключении к подходящему генератору с выпрямителем или к мощному специальному аккумулятору.

5.10.2. Основные технические данные

| | |
|---|------------|
| Диапазон допустимого напряжения питающей сети, В | 11..18 |
| Номинальное постоянное выходное напряжение, В | 75 + 75 |
| Максимальный КПД устройства, % | 86 |
| Частота преобразования, кГц | 28 |
| Ток, потребляемый ИИП без нагрузки, мА, не более | 160 |
| Амплитуда пульсации выходного напряжения одного канала, В | 3,4 |
| Наибольшая влажность воздуха, % | 85 |
| Удельная мощность агрегата, Вт/дм ³ | 290 |
| Масса электропитающего устройства, кг | 2,00 |
| Габаритные размеры печатной платы источника питания, мм | 280×195×63 |

График нагрузочной характеристики электропитающего устройства показан на рис. 5.93.

График получен при подсоединении чисто активного эквивалента нагрузки между положительным и отрицательным полюсами обоих выходных каналов ИИП. При повышении мощности нагрузки аппарата от нуля до наибольшего значения и понижении постоянного напряжения питающей сети с максимальной до минимальной величины (с 18 В до 11 В) выходное напряжение устройства снижается примерно на 7 В, т.е. на 4,5 % от общего выходного напряжения ИИП. Если требуется большая стабильность, то вместо компонентов С36, R38 и VD17 следует использовать каскад, собранный на компонентах TL783 или TL431 с отдельными стабилизаторами для их электропитания.

Внешнего вид электропитающего устройства со стороны деталей показан на рис. 5.94 и рис. 5.95, а на рис. 5.96 дан вид со стороны дорожек печатной платы.

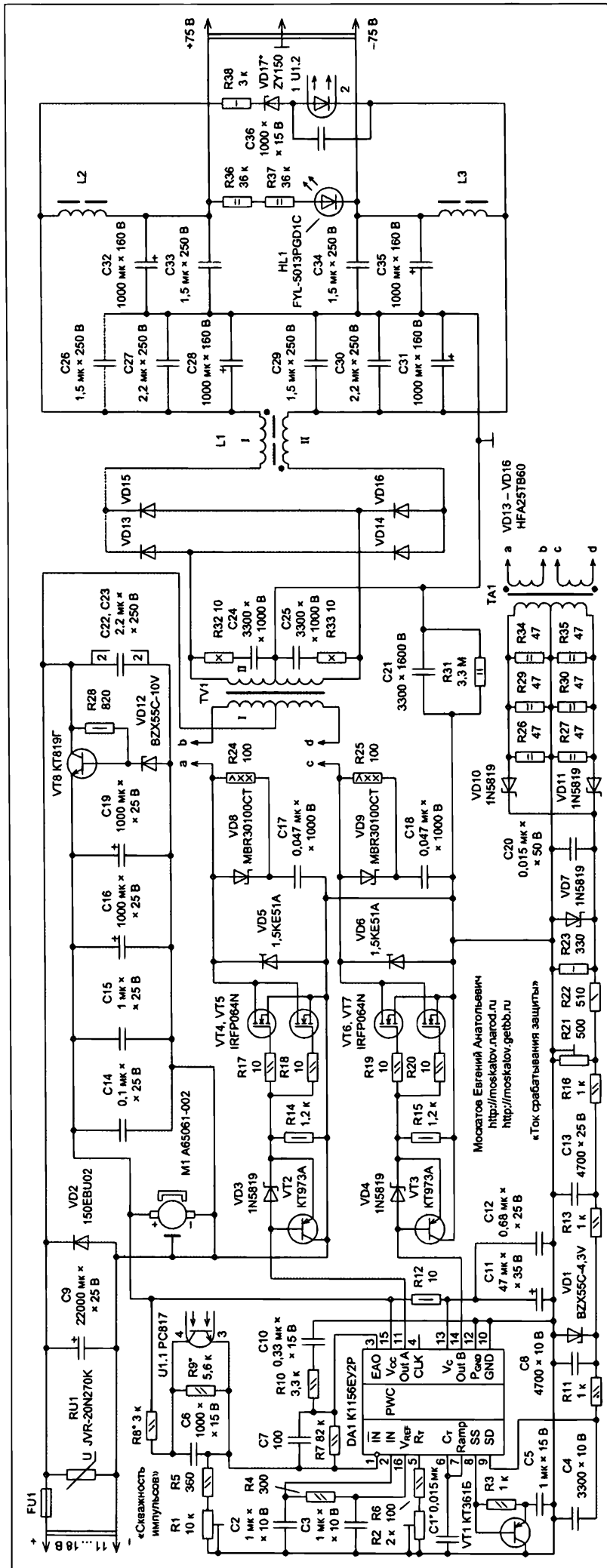


Рис. 5.92. Принципиальная схема ИИП

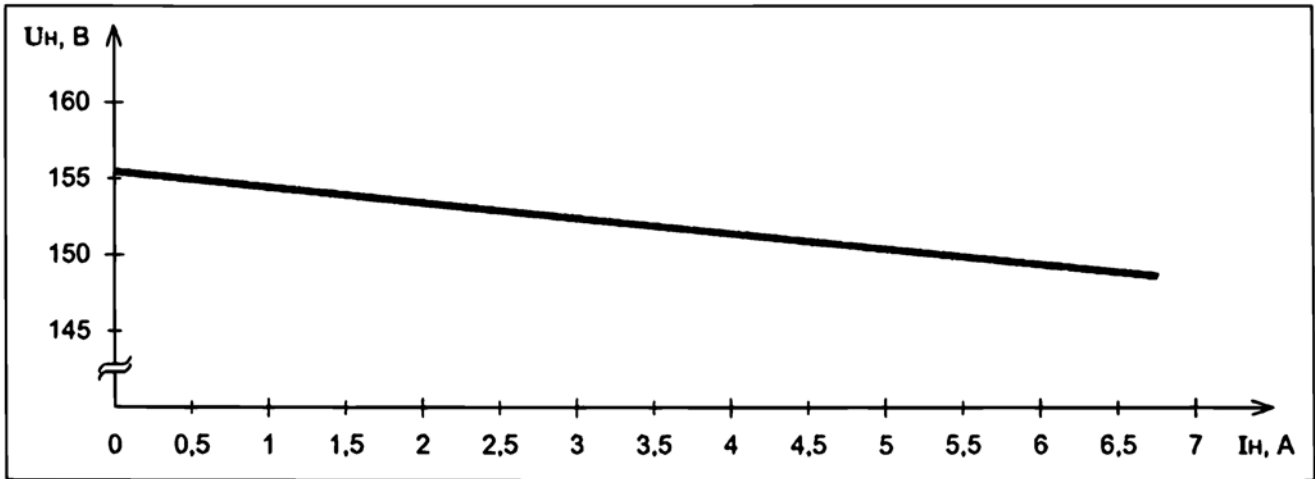


Рис. 5.93. Нагрузочная характеристика ИИП

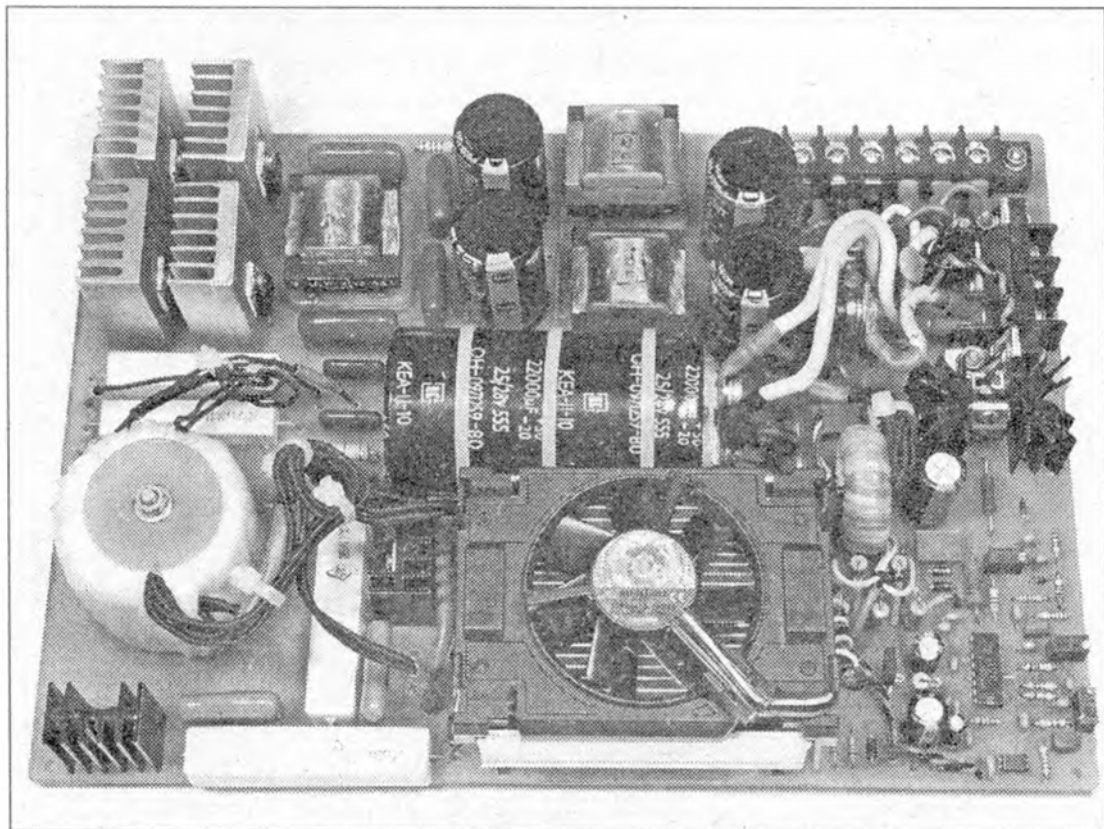


Рис. 5.94. Вид спереди на размещение компонентов электропитающего устройства

5.10.3. Назначение компонентов

Защиту питающей сети постоянного тока, необходимую на случай аварии, сопровождаемой катастрофическим повышением отбираемого аппаратом тока, реализует предохранитель FU1.

Кратковременные перенапряжения в цепи питания преобразователя поглощает варистор RU1. Указанный варистор — не обязательный компонент.

Детали устройства при возникновении случайной ошибки в полярности его подсоединения к питающей сети должны быть спасены, благодаря диоду VD2, поставленному в обратном включении. При этом аварийный ток, протекающий по диоду VD2, инициирует срабатывание предохранителя FU1. Кроме того, в рабочем режиме, благодаря диоду VD2, происходит отсечение части пульсации в цепи питания преобразователя, превышающей падение напряжения на диоде в прямом включении.

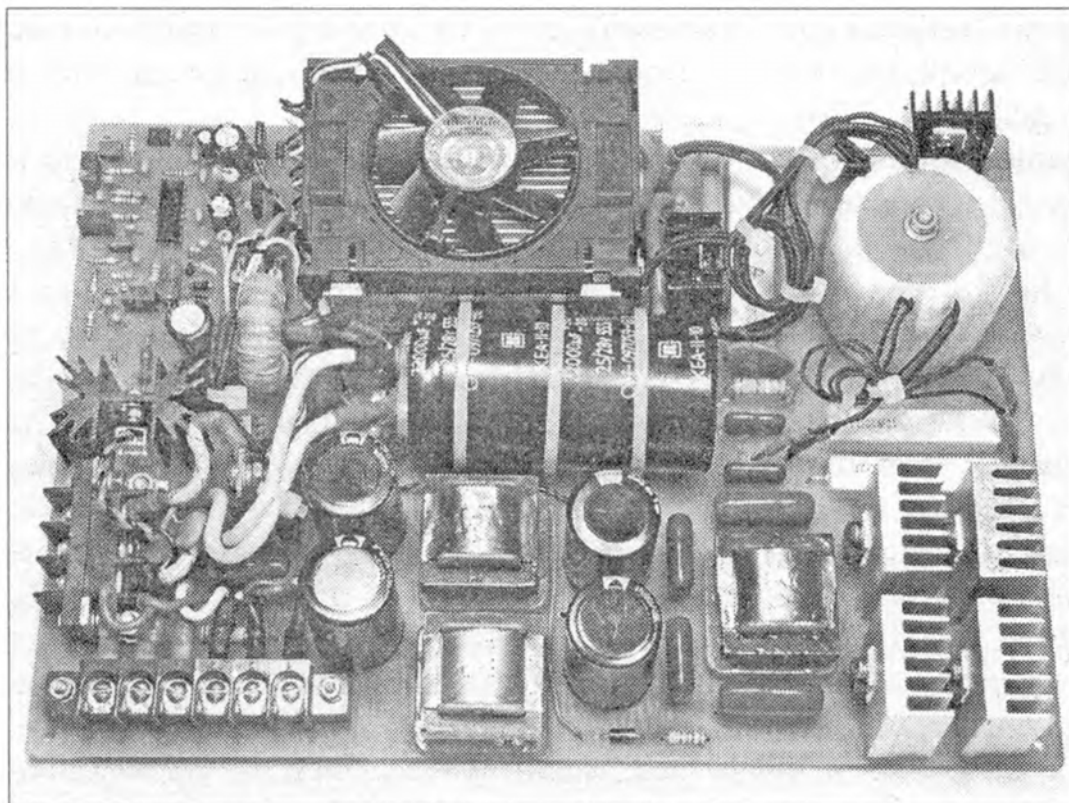


Рис. 5.95. Дорсальный вид на размещение компонентов устройства

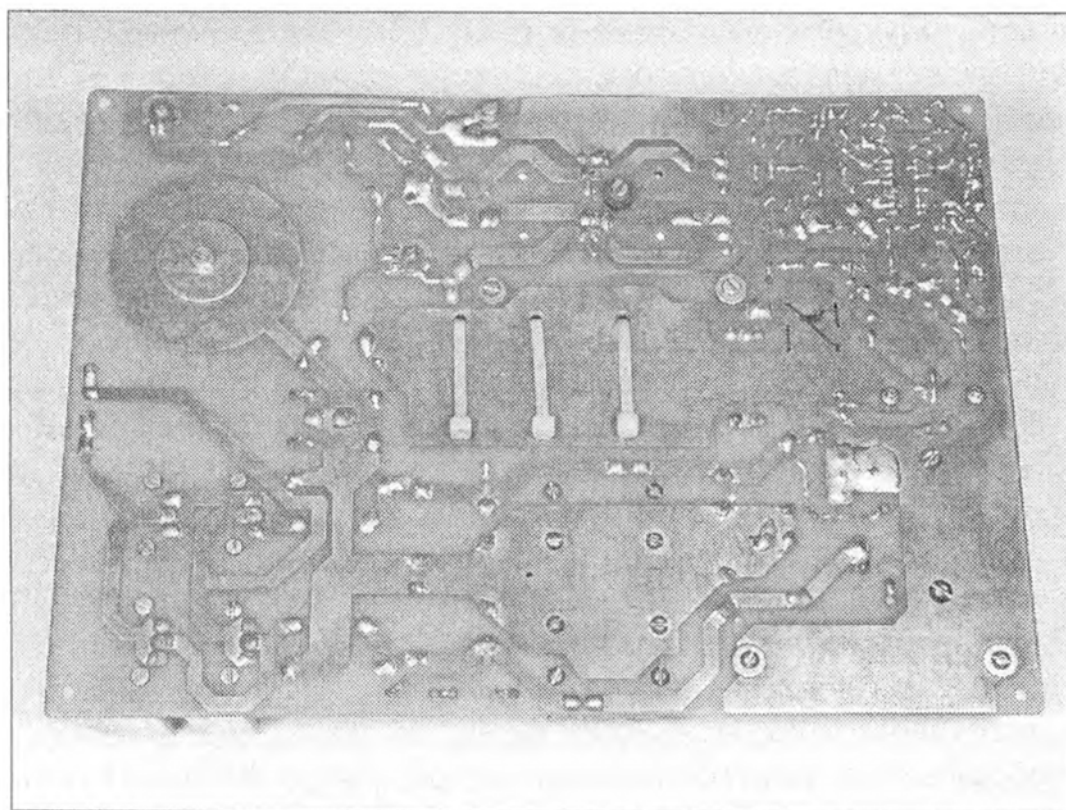


Рис. 5.96. Вид на печатные проводники и паяные соединения

Конденсаторы фильтра $C9$, $C22$ и $C23$ работают при большом токе пульсации. В качестве конденсаторов $C22$ и $C23$ можно применить керамические или специальные высокочастотные пленочные компоненты, причем эти приборы должны обладать низким внутренним сопротивлением и, желательно, малой паразитной индуктивностью. Они шунтируют по высокой частоте оксидный конденсатор $C9$.

Задающий генератор электропитающего устройства построен на базе специализированного двухтактного контроллера $DA1$ марки $K1156EY2P$. Оконечный

каскад этого “многолапого творения” способен отдавать в нагрузку с выходов 11 и 14 наибольший постоянный ток до 500 мА, а при длительности импульсов 500 нс — до 2 А [1, с. 241].

Опорное напряжение +5,1 В с вывода 16 контроллера DA1 поступает на П-образный фильтр, собранный на компонентах C2, C3 и R4, а с него — на неинвертирующий вход 2 усилителя сигнала ошибки. При выборе керамических конденсаторов C2 и C3 необходимо отдавать предпочтение компонентам с минимальными параметрами паразитных индуктивности и сопротивления. Частоту импульсов, формируемых контроллером задающего генератора, задают сопротивления резисторов R2, R6 и емкость конденсатора C1. Продолжительность паузы на нулевом уровне между разнополярными импульсами зависит от емкости конденсатора C1: чем выше емкость, тем больше длительность.

Система стабилизации постоянного выходного напряжения ИИП, выполняющая широтно-импульсное регулирование, собрана на компонентах C6, C36, R1, R5, R8, R9, R38, U1 и VD17. Резисторы R1, R5, R8 и R9 образуют делитель постоянного напряжения, приложенного между аналоговым инвертирующим входом 1 усилителя сигнала ошибки и общим проводом 10 контроллера DA1. Компоненты R38, U1.2 и VD17 выполняют роль монитора напряжения, приложенного к конденсаторам первого звена выходного фильтра ИИП. Указанный монитор отслеживает aberrации напряжения и, в зависимости от возникших изменений, регулирует интенсивность излучения светодиода оптрона U1.2. На высоковольтном стабилизаторе VD17 падает излишек постоянного напряжения. Резистор R38 — токоограничивающий. Устойчивость цепи автоматического регулирования к воздействию помех повышают керамические конденсаторы C6 и C36.

Цепь из конденсатора C7 и резистора R7 формирует АЧХ усилителя сигнала ошибки, заключенного в контроллере DA1. Цепь “мягкого” запуска выполнена на деталях C5, R3 и VT1. Выход усилителя сигнала ошибки демпфирует RC-цепь из компонентов C10 и R10.

Прежде чем напряжение питания будет подведено к выходному каскаду контроллера DA1, оно пройдет фильтрацию высокочастотных пульсаций, реализуемую цепью C11, C12 и R12.

Силу тока, протекающего по первичной обмотке I импульсного трансформатора TV1, контролирует система, выполненная на компонентах C4, C8, C13, C20, R11, R13, R16, R21–R23, R26, R27, R29, R30, R34, R35, TA1, VD1, VD7, VD10 и VD11. Если произойдет перегрузка по току нагрузки аппарата или короткое замыкание в ней, или если возникнет разбалансировка магнитопровода трансформатора TV1, и ток намагничивания станет велик, то данная система защитит компоненты преобразователя электропитающего устройства от выхода из строя.

При протекании по любой из первичных обмоток трансформатора TA1 импульсов тока, возникающие на его вторичной обмотке импульсы тока, проходя по резисторам R26, R27, R29, R30, R34 и R35, приводят к падению на них напряжения. Причем пики импульсов этого напряжения пропорциональны силе тока первичной обмотки. Упавшее на резисторах напряжение поступает на последовательный пиковый детектор с двухполупериодным выпрямителем, собранным на диодах Шоттки VD7, VD10, VD11, и нагруженным на ФНЧ, в состав которого входят включенные параллельно друг другу компоненты C20 и R23. Заряд конденсатора C20 происходит через открытый в текущий момент времени диод VD10 или

VD11, а разряд — через постоянный резистор R23 и суммарное сопротивление резисторов R21 и R22, также представляющих нагрузку детектора. С конденсатора C20 напряжение сигнала о перегрузке подведено к делителю напряжения, образованному резисторами R21 и R22. Подстроечный резистор R21, как и все подстроечные резисторы в нашем электропитающем устройстве, установлен в потенциометрическом включении. Регулировка сопротивления введенной части подстроечного резистора R21 влечет изменение порога, при котором прекращается формирование задающим генератором управляющих импульсов.

С резистивного делителя напряжения сигнал о перегрузке по току поступает на ФНЧ, звенья которого составляют Г-образные RC-цепи C4, R11; C8, R13; C13, R16. Согласно справочным данным [95, с. 241], максимальное напряжение между выводами 9 и 10 контроллера DA1 не должно превышать 6 В. Благодаря стабилитрону VD1, напряжение между входом защиты по току и локальным общим проводом микросхемы не превысит 4,3 В. С конденсатора C4 последнего звена ФНЧ сигнал о токовой перегрузке поступает на вход 9 ИМС DA1, предназначенный для блокировки контроллера.

Флюктуирующее постоянное напряжение сети подведено на вход параметрического стабилизатора R28, VD12 с упрочняющим биполярным транзистором VT8. Благодаря этому, напряжение питания задающего генератора практически неизменно. Впрочем, было бы лучше применить интегральный LDO стабилизатор напряжения. Конденсаторы C14–C16 и C19 сглаживают пульсации.

Между окончательным каскадом контроллера DA1 и переключательными транзисторами VT4–VT7 размещены простейшие цепи форсирования разрядом паразитных емкостей затвор-исток, собранные на компонентах VT2, VT3, VD3 и VD4. Постоянные резисторы R17–R20 задерживают процесс перехода переключательных транзисторов из состояния отсечки в насыщение и обратно. Резисторы R14 и R15 способствуют разряду емкостей затвор-исток. Вентилятор M1 облегчает охлаждение переключательных транзисторов.

Защитные диоды VD5 и VD6 купируют кратковременные перенапряжения между выводами сток-исток транзисторов VT4–VT7.

Демпфирующие RCD-цепи C17, R24, VD8 и C18, R25, VD9, а также RC-цепи C24, R32 и C25, R33, включенные параллельно половинам вторичной обмотки трансформатора TV1, гасят паразитные колебательные процессы.

Резистор R31 разряжает помехоподавляющий конденсатор C21 после выключения ИИП.

На мощных диодах VD13–VD16 выполнен выходной выпрямитель. Демодулирующий дроссель L1 перераспределяет пульсирующие напряжения между своими обмотками I и II. Конденсаторы C26–C35 совместно с дросселями L2 и L3 фильтруют выходные напряжения электропитающего устройства. Оксидные конденсаторы C28 и C31 шунтированы по высокой частоте пленочными конденсаторами C26, C27 и C29, C30 соответственно. Точно так же, пленочные конденсаторы C33 и C34 шунтируют оксидные конденсаторы C32 и C35.

Цепь из включенных последовательно токоограничивающих постоянных резисторов R36, R37 и светодиода HL1 индицирует включенное состояние устройства, а после отключения ИИП способствует разряду конденсаторов его выходного фильтра.

5.10.4. Возможные замены компонентов

Наибольший постоянный ток, который может течь по предохранителю FU1, достигает почти 104 А, что следует учесть при выборе этого компонента защиты.

Подстроечные резисторы R1, R2 и R21 могут быть марок 3266W, 3296W, 3296X или 3362S производства фирмы “Bourns Inc.”.

Транзистор VT1 допустимо использовать любой из серии KT361, а кроме того — марок KT208 (с индексами Ж, И, К, Л и М), KT209 (также с индексами Ж, И, К, Л и М), KT3107 (с индексами А–Л), 2N2907, 2N2907A, 2SA1020, BCW68, PSS9012, SS8550 или аналогичных. При выборе транзисторов следует учитывать отличия в расположении их выводов.

Заменой варистору JVR-20N270K с обозначением RU1 выступают детали CNR20D270 и TVR20270.

Контроллер DA1 марки K1156EY2P позволительно поменять на UC3825 без внесения в конструкцию ИИП каких-либо изменений.

Конденсаторы C9, C28, C31, C32 и C35 следует выбирать такие, которые способны функционировать при большом токе высокочастотной пульсации.

Оптрон U1 марки PC817 допустимо поменять на LTV-357T или PC123. Стабилитрон VD1 марки BZX55C-4,3V можно заменить одним из стабилитронов BZX55C-3V9, BZX55C-4V7, BZX79C-4V7, BZX85C-3V9, 1N4730A или 1N4732A.

Диод VD2 должен выдерживать обратное напряжение не ниже 25 В и допускать прямой ток ориентировочно до 150 А.

Биполярные р-п-р-транзисторы VT2 и VT3 марки KT973A заменимы приборами, тавренными как KT626А, KT626Б, KT639 (с индексами Б, В и Д), KT973Б, 2SA1020, 2SA1244.

Диоды Шоттки VD3, VD4, VD7, VD10 и VD11 типа 1N5819 можно поменять на компоненты 11DQ10, MBR160, SB140, SB150, SB160, SB1100, SR1100, SR106, SR180 или VS-11DQ06TR.

Переключательные транзисторы VT4–VT7 марки IRFP064N можно поменять на IRF3205, IRF3808 или IRFP2907. Целесообразно выбирать приборы, управляемые сигналами с напряжением логического уровня. Нагрев транзисторов VT4–VT7 уменьшает оригинальный кулер А65061-002 (обозначенный на схеме как M1), первоначально ориентированный на эксплуатацию с Socket 478 от Intel. Охлаждитель использован такой, какой был в наличии. Столь крупный охлаждитель для данного электропитающего устройства не обязателен.

Ограничительные диоды VD5 и VD6 марки 1,5KE51A допустимо поменять на компоненты, клейменные как 1,5KE47A. На все четыре вывода диодов в непосредственной близости от их корпусов припаивают по медному охлаждителю с площадью поверхности каждого в 7 см². Пока электропитающее устройство отдает в нагрузку максимальную мощность, диоды VD5 и VD6 источают наибольшее тепло среди всех деталей аппарата.

Сборки из двух диодов Шоттки VD8 и VD9 типа MBR30100CT заменимы на 30CTQ100, MBR25100CT или SR25100CT, хотя можно использовать и одиночные диоды с аналогичными параметрами. Выводы диодов этих сборок для повышения максимально допустимого тока спаивают друг с другом. Сборки закрепляют на отдельных охладителях HS202.

Неполярные полипропиленовые конденсаторы С17 и С18 были применены марки К78-31. Их можно поменять на произведенные фирмой “WIMA” приборы серии FKP 1 с наибольшим переменным напряжением на обкладках 250 В. Выбирая типы данных компонентов, а также — деталей С22 и С23, важно учесть их максимально допустимую реактивную мощность и величину потерь на высокой частоте.

Отечественный транзистор VT8 марки КТ819Г допустимо заменить на КТ817Б, КТ817В, КТ817Г, КТ819А, КТ819Б, КТ819В и т.п. Компонент следует монтировать на охладитель HS211. Взамен параметрического стабилизатора, собранного на компонентах R28, VD12 и VT8, целесообразно использовать интегральный стабилизатор напряжения, например, L7810CN.

Стабилитрон VD12 типа BZX55C-10V можно поменять на один из компонентов: BZX79B-10V, BZX79C-10V, BZX85C-10V, BZV85C-10V, 1N4740A, KC210E или KC210Ж, — обладающих напряжением обратимого пробоя в 10 В.

Силовой импульсный трансформатор TV1, обеспечивающий энергией оба выходных канала ИИП, выполнен на тороидальном магнитопроводе с общими габаритами 45×28×48 мм из феррита М2000НМ. В качестве магнитопровода выступает тандем из четырех сложенных друг на друга колец, склеенных между собой эпоксидным компаундом, причем каждое из колец комплекта имеет типоразмер К45×28×12.

Первичная обмотка располагает 3 + 3 витками и обладает измеренной индуктивностью 60 мкГн + 60 мкГн. Провод первичной обмотки образован двумя спаянными вместе на концах литцендратами ЛЭП или ЛЭПКО, каждый из которых состоит из 147 жил диаметром 0,10 мм. Вторичная обмотка содержит 23 + 23 витка, а ее индуктивность составляет 3,83 мГн + 3,83 мГн. В качестве провода вторичной обмотки можно взять литцендрат ЛЭП или ЛЭПКО, имеющий 105 жил диаметром 0,10 мм каждая. Для достижения максимальной идентичности обе половины первичной обмотки наматывают одновременно, а обе вторичные полуобмотки укладывают сразу в два провода.

Необходимо любыми путями уменьшать паразитную индуктивность. Межобмоточную изоляцию выполняют из ленты фторопласта-4. Экспандированный фторопласт-4 обладает малой холодной текучестью. Для предохранения обмоток от механических повреждений трансформатор снаружи дозволено защитить слоем покровной изоляции из такого же политетрафторэтилена.

Керамический конденсатор С21 марки К15-5 емкостью 3,3 нФ и номинальным напряжением 1,6 кВ можно поменять на один из высоковольтных дисковых конденсаторов той же емкости марок DEBB33D332КА3В с напряжением 2 кВ или DEBB33F332КА3В с напряжением 3,15 кВ производства “Murata Manufacturing Co., Ltd.”.

Конденсаторы С22, С23, С26, С27, С29, С30, С33 и С34 — полиэтилентерефталатные групп MEF или MER. Указанные высокочастотные пленочные конденсаторы должны обладать как можно меньшими параметрами паразитной индуктивности и внутреннего сопротивления.

Трансформатор тока ТА1 системы защиты от перегрузки содержит одно ферритовое кольцо типоразмером К31×18,5×7 из материала М2000НМ-39, которое для обеспечения немагнитного зазора было предварительно расколото и склеено эпоксидным компаундом. Первой на магнитопровод навивают вторичную обмот-

ку, содержащую 244 + 244 витков, наматывая ее одновременно в два провода. Причем провод вторичной обмотки составляют из двух изолированных друг от друга жил марок ПЭТВ или ПЭВ-2 диаметром по меди 0,27 мм каждая, а по изоляции — 0,32 мм. В качестве первичных обмоток трансформатора тока выступают два провода из концов первичной обмотки силового импульсного трансформатора TV1. Каждая из двух первичных обмоток трансформатора тока ТА1 выполнена проводом, один раз продетым сквозь окно магнитопровода, образуя единственный виток.

Диоды VD13–VD16 марки HFA25TB60 допустимо поменять на 30EPH06 или 30ETH06. Можно взять сборки с общим катодом из двух ультрабыстрых диодов со сходными параметрами, что было учтено при разработке печатной платы. Диоды снабжают ребристыми алюминиевыми охладителями, каждый из которых имеет полную площадь поверхности 95 см². Не исключено применение четырех радиаторов HS107-50.

Моточные компоненты L1–L3 были взяты готовые, извлеченные из старой вычислительной машины. Дроссель L1, выравнивающий напряжения в плечах выходных каналов ИИП, имеет магнитопровод Ш8×8 из феррита 2500НМС2. В сердечнике созданы немагнитные зазоры примерно по 1,5 мм в каждом из боковых кернов, и толщиной около 2,0 мм в центральном керне. Зазоры требуемой длины получены путем вклеивания между Ш-образными половинками прокладок из стеклотекстолита, гетинакса или текстолита. Обе обмотки дросселя L1 укладывают на гильзу сразу в два провода. Каждая из обмоток образована 59 витками провода ПЭВ-2 или ПЭТВ диаметром по изоляции 1,11 мм, а по меди — 1,00 мм. Для снижения электромагнитных помех три керна вместе обкручивают витком из медной ленты размерами 98×20 мм и толщиной 0,15..0,2 мм, концы которого пропаивают между собой.

Сглаживающие дроссели L2 и L3, размещенные в фильтрах каждого из плеч выходных каналов ИИП, выполнены на магнитопроводах Ш8×8 из феррита 2500НМС2. В сердечнике на пути магнитного потока введены немагнитные зазоры протяженностью примерно 0,5 мм в центральном керне и по 0,5 мм в каждом из боковых кернов. Обмотки каждого из дросселей L2 и L3 содержат по 118 витков провода ПЭТВ диаметром по изоляции 0,99 мм, а по меди — 0,90 мм. Для экранирования поверх всех трех кернов дросселей L2 и L3 припаивают короткозамкнутый виток из отрезка медной ленты размерами 98×20 мм и толщиной 0,15..0,2 мм.

Стабилитрон VD17, помеченный как ZY150, можно поменять на компонент марки 1M150Z, 1N5383B или BZV55C150.

Светодиод HL1 марки FYL-5013PGD1C заменим одним из таких приборов: L-132XGT, L-1503GT, L-383GDT, L-1344GT или аналогичным.

5.10.5. Конструкция

ИИП собирают на печатной плате из стеклотекстолита СФН или FR4 с толщиной основания 2,5..3,0 мм. Материал должен иметь одностороннее покрытие медной фольгой толщиной 70 мкм (не меньше). Чертеж возможного (и неоптимального из-за длинных выводов компонентов ТА1 и TV1) варианта печатной платы электропитающего устройства показан на рис. 5.97, а сборочный чертеж — на рис. 5.98.

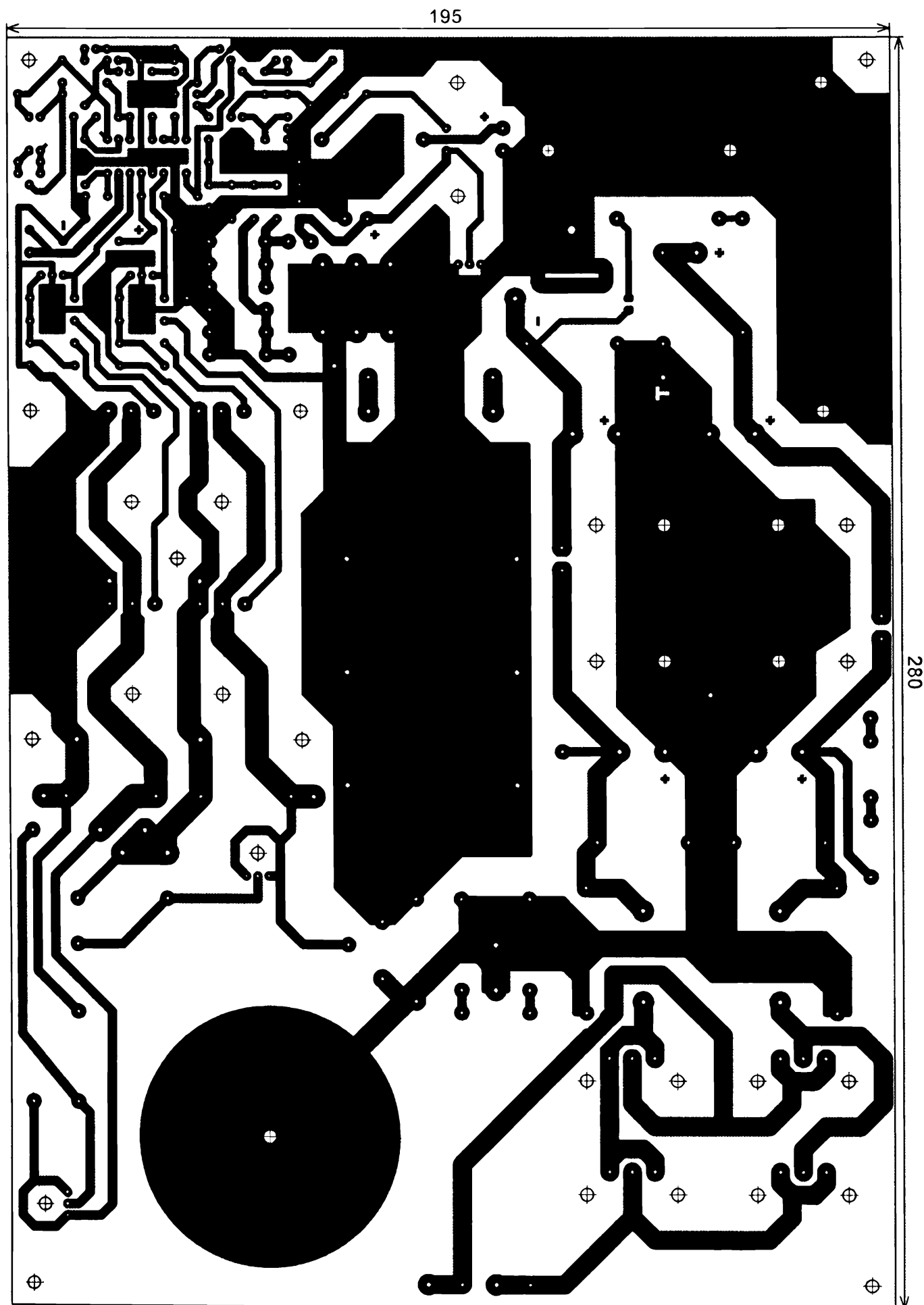


Рис. 5.97. Чертеж печатной платы

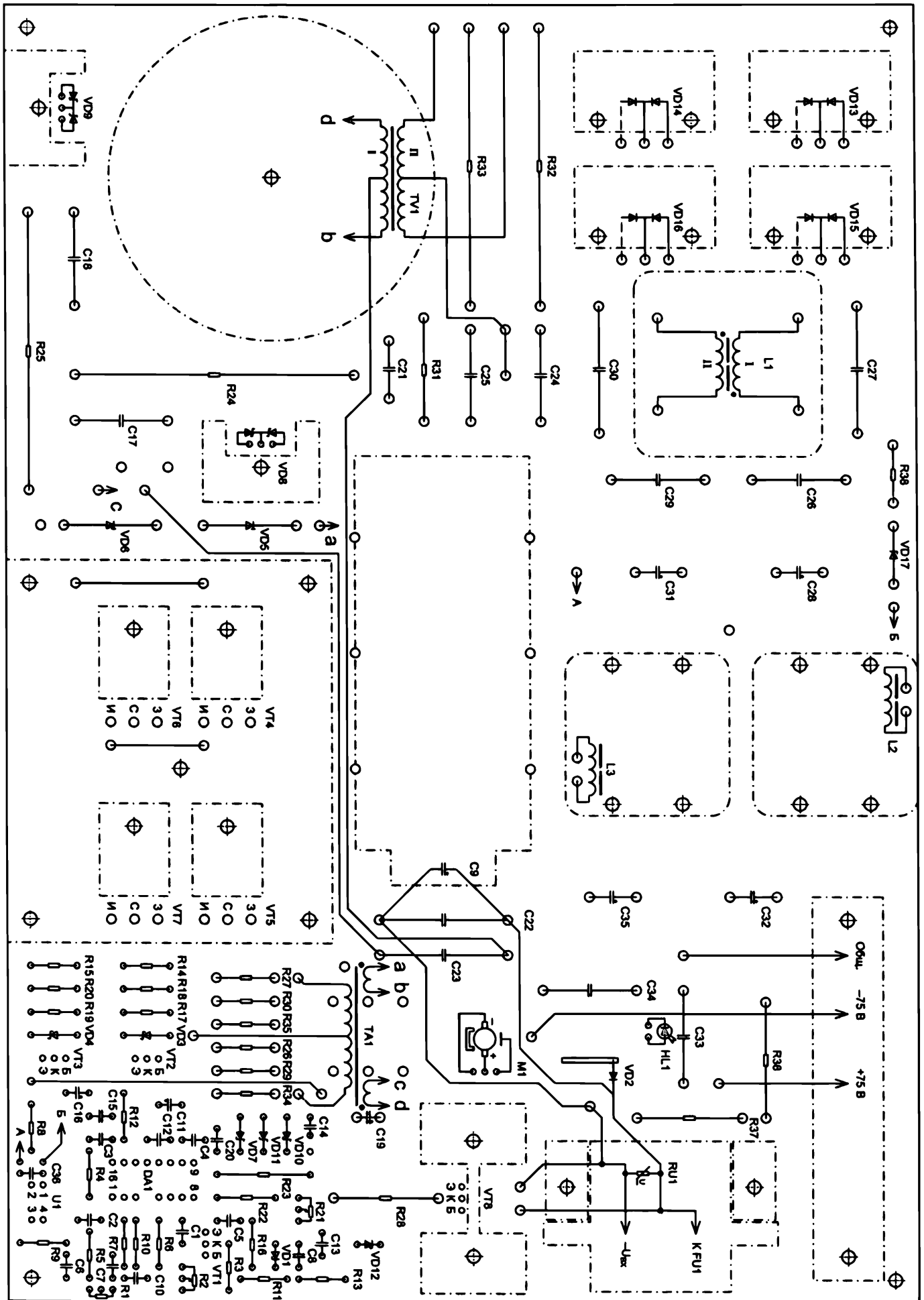


Рис. 5.98. Сборочный чертёж

Большие полигоны фольги, оставленные невытравленными и электрически связанные с выводами 10 и 12 контроллера DA1, а также общим проводом ИИП, выполняют роли экранов.

Постоянные резисторы R12, R14, R15, R26, R27, R29, R30, R34 и R35 монтируют вертикально. Вентилятор M1 фиксируют на охладителе транзисторов VT4–VT7 пластмассовыми скобами.

Силовой монтажный провод, которым соединяют мощные компоненты, должен быть минимальной, но достаточной длины. На плате для облегчения подключения электропитающего устройства к сети и к нагрузке предусмотрены две колодки с винтовыми прижимами. Входной барьерный разъем удерживают в вертикальном положении два уголка-кронштейна. Провода, по которым течет большой ток в противоположных направлениях, скручивают между собой и фиксируют нейлоновыми стяжками.

Транзисторы VT4–VT7 монтируют так, чтобы корпуса приборов лежали на плате горизонтально, фланцем вверх. Металлическую поверхность их фланцев смазывают термопастой, на которую кладут прямоугольную слюдяную пластинку. Участки слюды над транзисторами также покрывают термопастой. Затем сверху на пластинку опускают и прижимают плиту охладителя. Радиатор прикручивают к плате пятью винтами M3 так, чтобы давление на корпуса переключательных транзисторов было распределено равномерно. Один из винтов пропускают сквозь лепесток, который припаивают к фольге платы, соединенной с отрицательным полюсом питающей сети. Во избежание непредусмотренных замыканий головок винтов с печатными дорожками, между ними размещают стеклотекстолитовые шайбы.

Пленочный конденсатор C22 подключают непосредственно к конденсатору C9, имеющему выводы “под винт”. Конденсатор C23 следует расположить как можно ближе к трансформатору тока TA1. Что касается конденсатора C9, то его монтируют в горизонтальном положении и прижимают к плате тремя нейлоновыми хомутами 4×250 мм.

Импульсный трансформатор TV1 прижимается к плате пластиковой шайбой и продетым сквозь окно винтом M4. Во избежание растрепывания отдельных эмалированных жил литцендратов при пайке их концы клетняют хлопчатобумажной нитью или надевают на них отрезки термоусадочных трубок.

Трансформатор тока TA1 закрепляют в вертикальном положении сапожной капроновой нитью, концы которой завязывают, а затем сплавляют между собой.

Каждый из дросселей L1–L3 удерживается пластиковым ярмом, привинчиваемым к основанию печатной платы.

Завершив пайку, можно стереть остатки флюса. Для удаления следов канифоли контактные площадки со стороны дорожек допустимо протереть ватным тампоном, смоченным смесью спирта с бензином, следя за тем, чтобы она не протекла на противоположную сторону платы. Завершив работы по настройке, плату электропитающего устройства со стороны печатных дорожек покрывают водостойким электроизолирующим цапонлаком НЦ-62. Это необходимо для повышения электропрочности и исключения пробоя между близко расположенными печатными проводниками.

5.10.6. Настройка и регулировка

В связи с тем, что на выводах вторичной обмотки силового импульсного трансформатора TV1 и компонентах выходных выпрямителя и фильтра присутствуют опасные для жизни напряжения и текут токи, исчисляемые многими амперами, во время пребывания ИИП во включенном состоянии необходимо скрупулезно соблюдать правила техники безопасности.

На начальном этапе проверяют монтаж и фазировки обмоток трансформаторов TA1, TV1 и дросселя L1. Обесточив преобразователь, отключив отвод от средней точки трансформатора TV1 от предохранителя FU1 и подав питание на вход устройства, тестируют напряжения в характерных точках. В опытном варианте изделия измеренное постоянное напряжение на обкладках конденсаторов C14–C16 и C19 составило примерно 9,8 В, а напряжение на стабилитроне VD12 — 10,3 В. Контроллер DA1 не должен “уходить” в защиту от пониженного напряжения питания. Подключив частотомер или осциллограф между базами биполярных транзисторов VT2 и VT3, проверяют частоту импульсов, которую с помощью подстроечного резистора R2 устанавливают примерно равной 28 кГц.

Затем контролируют скважность прямоугольных импульсов управления с паузой на нулевом уровне, присутствующих между эмиттерами транзисторов VT2 и VT3. Поскольку светодиод оптрона U1 не излучает, скважность генерируемых импульсов минимальна. Если замкнуть выводы 4 и 3 фототранзистора оптрона, то скважность импульсов должна стать максимальной. Меняя сопротивление подстроечного резистора R1, добиваются того, чтобы при замыкании выводов резистора R9 не происходил срыв генерирования импульсов, а их коэффициент заполнения был самым большим.

Движок подстроечного резистора R21 выводят в крайнее верхнее по схеме положение, соответствующее максимально высокому сопротивлению потенциометра. Восстанавливают соединение отвода от средней точки трансформатора TV1 с предохранителем, чем обеспечивают питание преобразователя аппарата. Теперь измеряют силу тока, потребляемого импульсным преобразователем в отсутствие нагрузки ИИП. В авторском экземпляре электропитающего устройства он едва достигал 50 мА. При этом постоянный ток, протекающий по коллектору транзистора VT8, составлял примерно 110 мА.

Светодиод HL1 должен излучать, а на выходных клеммах обоих каналов ИИП должно присутствовать постоянное напряжение, величину которого можно отрегулировать подбором экземпляра стабилитрона VD17. Типовое падение напряжения на резисторе R38 составляет 1,5 В, а на светодиоде оптрона U1.2 — 1,0 В.

В случае необходимости (например, при наличии стабилитрона VD17 с номинальным напряжением 75 В) цепь C36, R38, U1.2 и VD17 может быть подключена не между обоими выходными каналами ИИП, а между положительным или отрицательным полюсами и общим проводом, что было учтено при разводке печатной платы.

Полезно проконтролировать форму импульсов напряжения на первичной обмотке трансформатора TV1. Осциллограмма импульсов напряжения между стоками ключевых транзисторов VT4, VT5 и VT6, VT7 при максимальной нагрузке ИИП показана на рис. 5.99 (длительность развертки — 5 мкс/деление, установка аттенюатора — 10 В/деление).

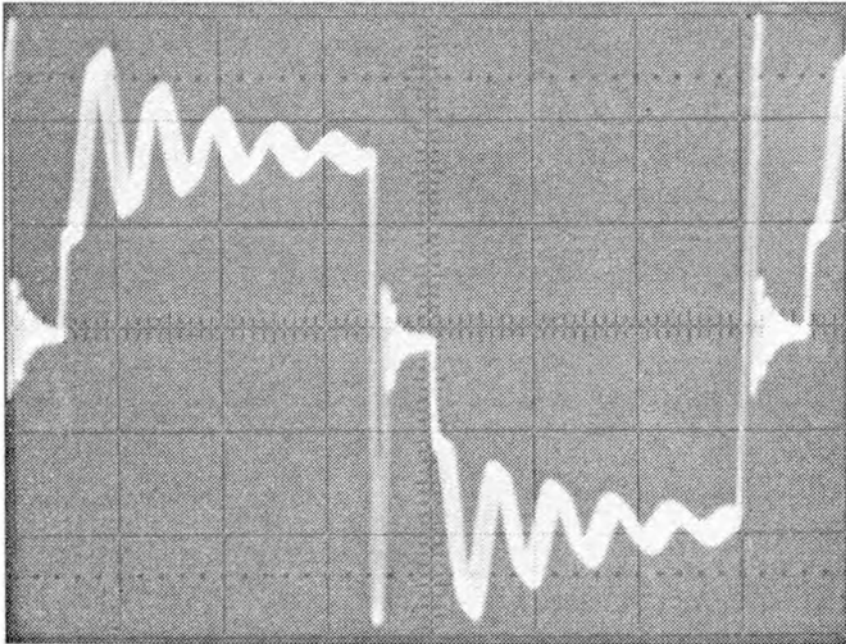


Рис. 5.99. Импульсы напряжения между стоками ключевых транзисторов

При этом между затворами данных полевых транзисторов присутствуют прямоугольные импульсы, форма которых показана на рис. 5.100 (развертка — 5 мкс/деление, положение аттенюатора — 5 В/деление).

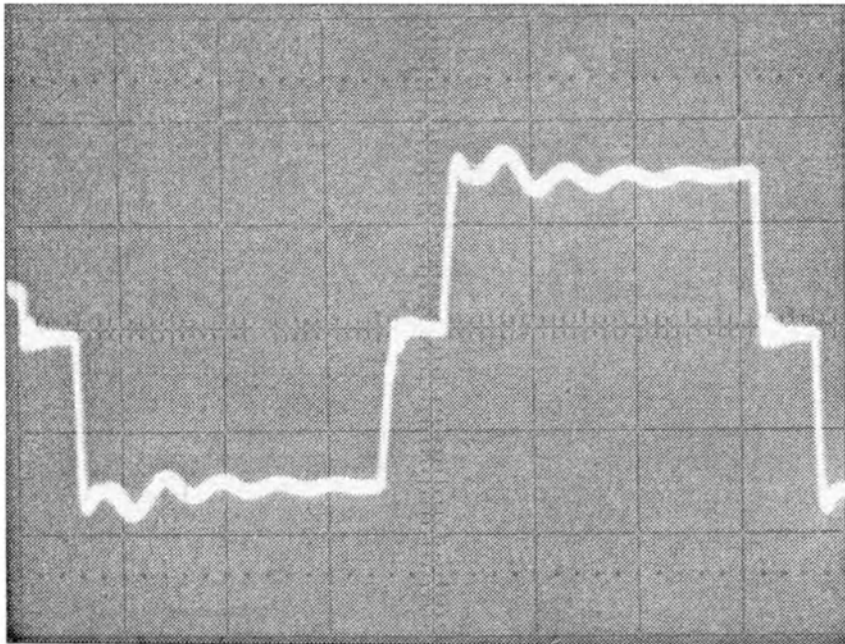


Рис. 5.100. Импульсы напряжения между затворами ключевых транзисторов

Существенное уменьшение мощности нагрузки приведет к увеличению скважности импульсов управления между эмиттерами биполярных транзисторов VT2 и VT3, что отражено на осциллограмме напряжения, показанной на рис. 5.101 (длительность развертки — 5 мкс/деление, аттенюатор — 5 В/деление).

В нормальном режиме по первичной обмотке трансформатора TV1 протекают импульсы с треугольной составляющей полного тока. Осциллограмма этих импульсов тока намагничивания в трансформаторе двухтактного push-pull-преобразователя, снятая при отсутствии нагрузки источника питания, дана на рис. 5.102 (развертка — 5 мкс/деление).

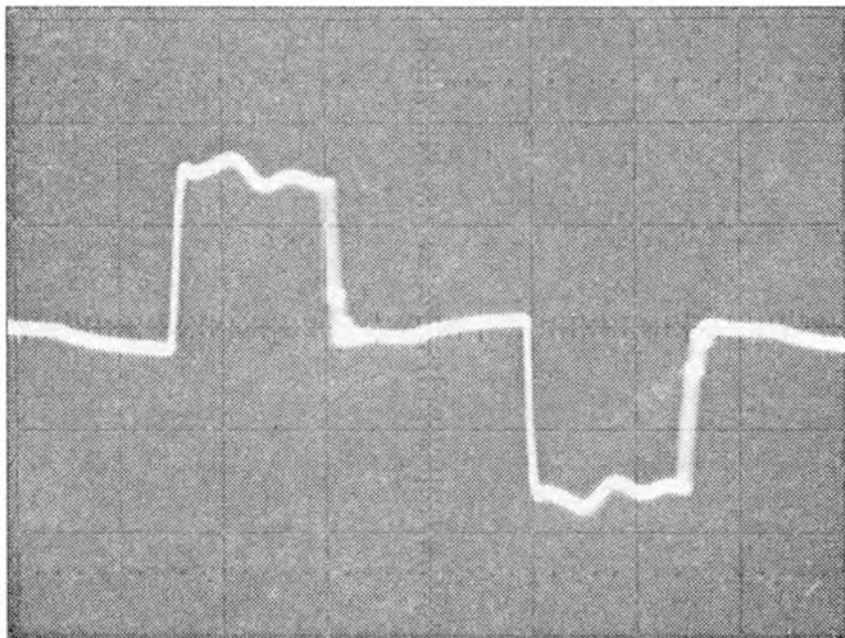


Рис. 5.101. Импульсы напряжения между эмиттерами транзисторов VT2 и VT3 цепей, форсирующих разряд затворных емкостей ключевых транзисторов

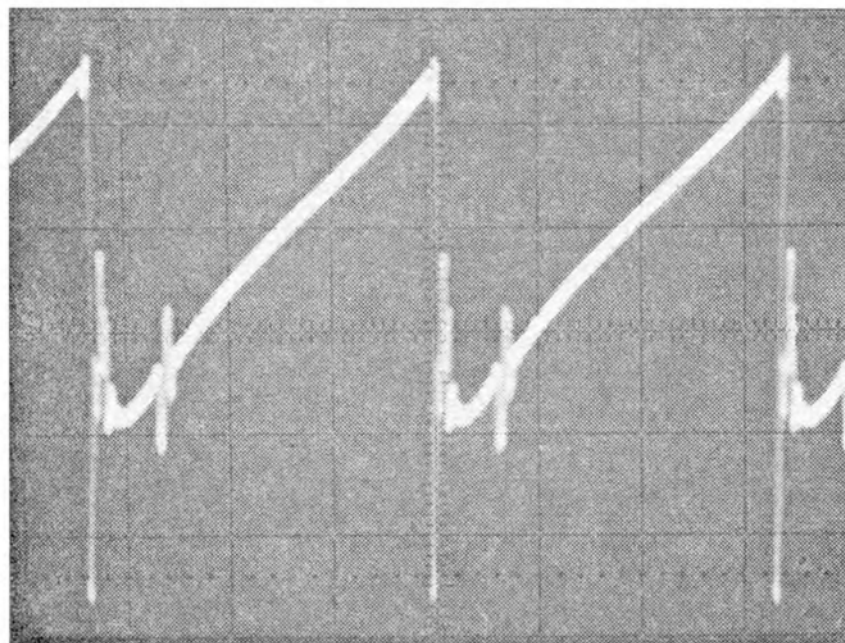


Рис. 5.102. Импульсы тока намагничивания

Видно, что треугольная составляющая тока от фронта до спада возрастает линейно. К обоим выходным каналам ИИП подключают два идентичных эквивалента нагрузки с тем, чтобы рассеиваемая в них мощность составила примерно 1 кВт. Полный ток первичной обмотки трансформатора TV1 преимущественно образован двумя составляющими: током намагничивания треугольной формы и током прямоугольной формы, обусловленным энергопотреблением нагрузки (ток, вызванный потерями в изоляции, пренебрежимо мал и потому его не учитываем). Это отражено на рис. 5.103, на котором изображены импульсы полного тока, протекающего по первичной обмотке нагруженного импульсного трансформатора двухтактного преобразователя в типовом режиме (длительность развертки — 5 мкс/деление).

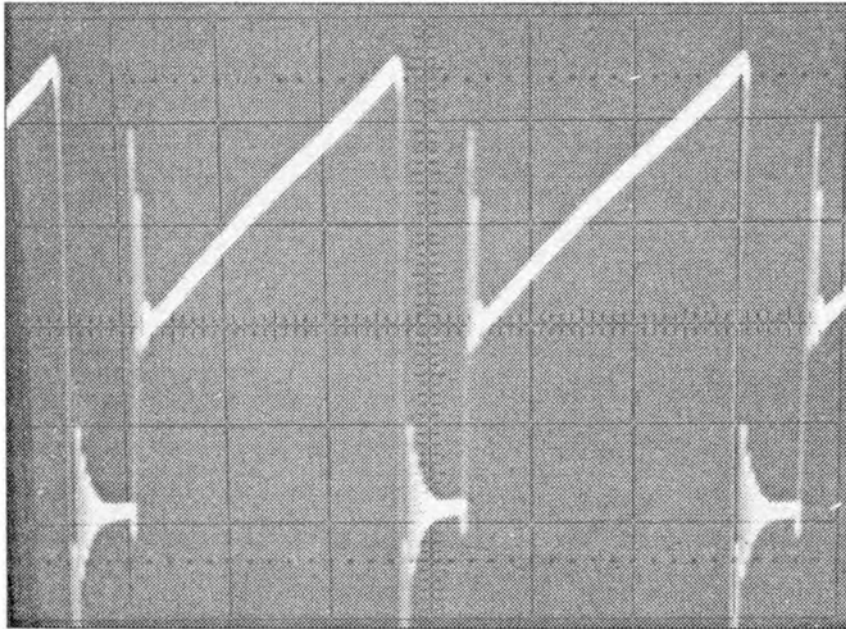


Рис. 5.103. Импульсы полного тока первичной обмотки трансформатора

С помощью резистора R21 регулируют порог срабатывания защиты от перегрузки по току. Магнитопровод силового импульсного трансформатора TV1 не должен входить в насыщение. Когда сердечник трансформатора нагруженного ИИП начинает подступать к состоянию начала насыщения, происходит нарушение линейности возрастания тока, и к концу каждого импульса возникает “загиб”. Это отражено на осциллограмме импульсов тока, показанной на рис. 5.104 (развертка — 5 мкс/деление).

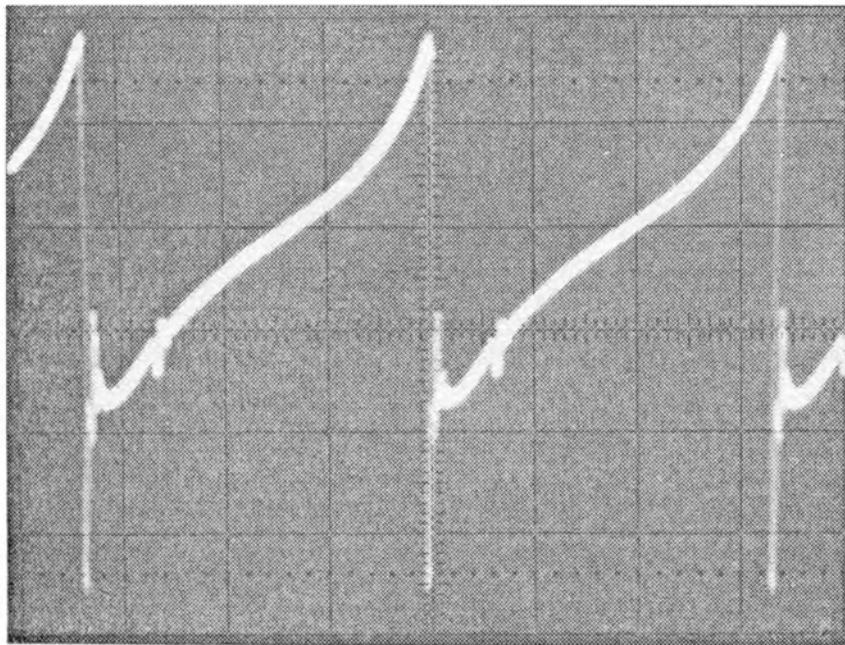


Рис. 5.104. Импульсы тока намагничивания при приближении сердечника к насыщению

Пока ничего страшного в этом нет, но если продолжать приближать магнитопровод к насыщению, то ток начнет все существенней нелинейно нарастать. Причем, чем ближе к области парапроцессов, тем будет интенсивнее увеличение амплитуды импульсов тока, а это уже опасно для ключевых транзисторов. Импульсы полного тока, текущие по первичной обмотке трансформатора TV1 в начале насыщения, показаны на рис. 5.105 (длительность развертки — 5 мкс/деление).

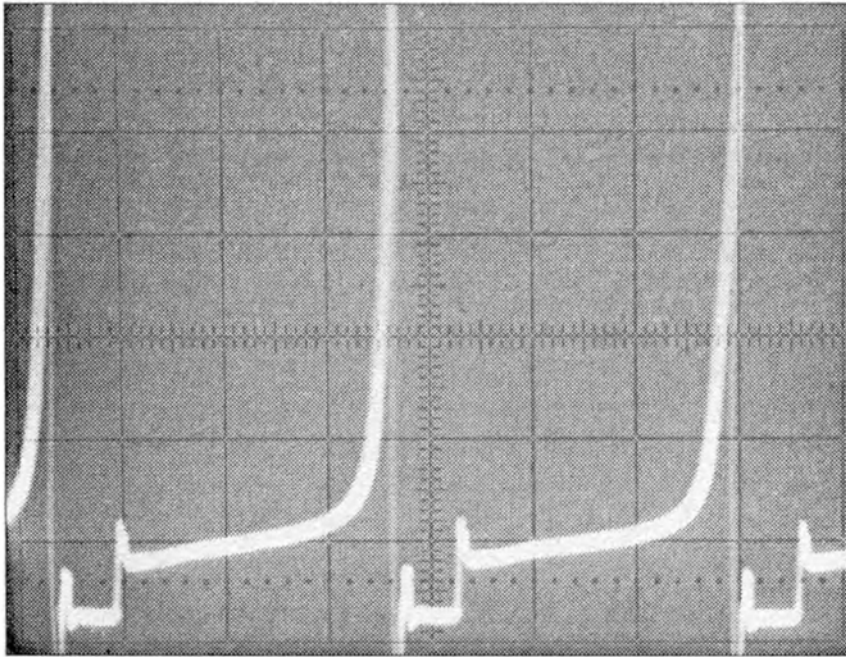


Рис. 5.105. Импульсы тока намагничивания при насыщении сердечника

Очевидно, что насыщение сопровождается колоссальным увеличением силы тока. Если на осциллограмме каждая клетка по вертикали соответствует силе тока в 160 А, то можно заключить, что импульсы полного тока, протекающего по первичной обмотке трансформатора и выводам сток-исток ключевых транзисторов VT4–VT7, превышают 880 А. Когда магнитопровод трансформатора вошел в насыщение, только система защиты по току спасает компоненты источника питания от разрушения. Если магнитопровод силового трансформатора TV1 войдет в глубокое насыщение, то импульсы полного тока деградируют в “иглы”, что отражено на рис. 5.106 (развертка — 5 мкс/деление).

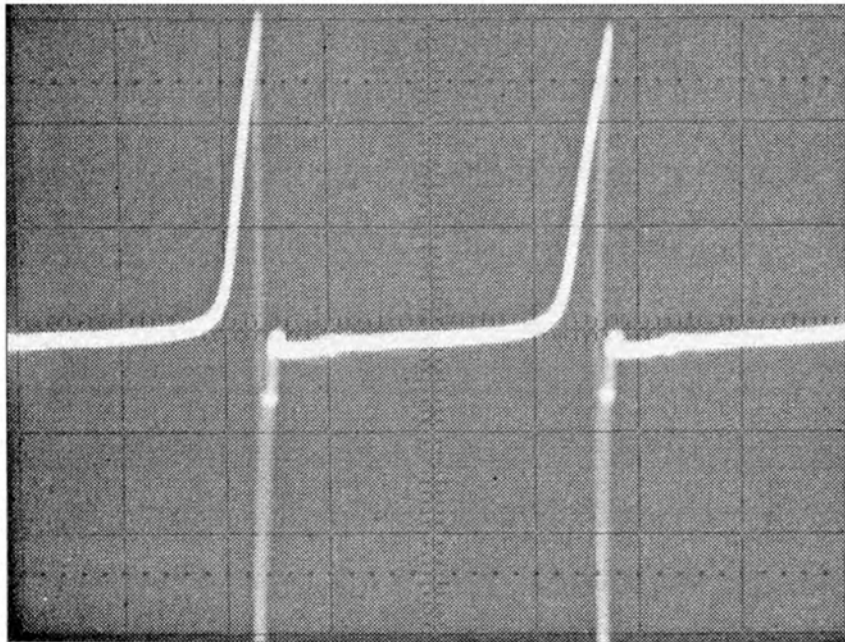


Рис. 5.106. Иголообразная форма импульсов полного тока

Импульсов тока таких форм, как представлены на рис. 5.105 и рис. 5.106, ни при каких обстоятельствах не следует допускать.

Теперь эквиваленты нагрузки можно убрать, а настройку завершить.

Список литературы

1. Агапов М. В., Пихута А. В. Электрическая защита полупроводниковых источников питания. – М.: Советское радио, 1966. – 168 с., ил.
2. Александров Ф. И. и Сиваков А. Р. Импульсные полупроводниковые преобразователи и стабилизаторы постоянного напряжения. – Л.: Энергия, 1970. – 188 с., ил.
3. Апаров А. Б. и др. Транзисторные преобразователи для низковольтных источников энергии. / Апаров А. Б., Еременко В. Г., Негневицкий И. Б. – М.: Энергия, 1978. – 96 с., ил.
4. Артамонов В. В. Маломощные выпрямители. (Основы теории и расчет). – М.: Связь, 1970. – 240 с., ил.
5. Артамонов Б. И., Бокуняев А. А. Источники электропитания радиоустройств: учебник для техникумов. – М.: Энергоиздат, 1982. – 296 с., ил.
6. Балбашова Н. Б. Миниатюрные импульсные трансформаторы на ферритовых сердечниках. – М.: Энергия, 1976. – 120 с., ил.
7. Бальян Р. Х., Обрусник В. П. Оптимальное проектирование силовых высокочастотных ферромагнитных устройств. – Томск: Изд-во Томского университета, 1987. – 168 с., ил.
8. Бальян Р. Х., Сиверс М. А. Тиристорные генераторы и инверторы. – Л.: Энергоиздат, Ленинградское отделение, 1982. – 223 с., ил.
9. Бальян Р. Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. – М.: Советское радио, 1971. – 720 с., ил.
10. Бамдас А. М., Савиновский Ю. А. Дроссели переменного тока радиоэлектронной аппаратуры (катушки со сталью). – М.: Советское радио, 1969. – 248 с., ил.
11. Барзилович В. М. Высоковольтные трансформаторы тока. – М., – Л.: ГЭИ, 1962. – 248 с., ил.
12. Бас А. А. и др. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом / А. А. Бас, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин. – М.: Радио и связь, 1987. – 160 с., ил.
13. Бачурин Н. И. Трансформаторы тока. – М., – Л.: Энергия, 1964. – 376 с., ил.
14. Белицкая М. С., Лиманов Е. А. Трансформаторы постоянного тока и напряжения. – М., – Л.: Энергия, 1964. – 236 с., ил.
15. Белопольский И. И. Источники питания радиоустройств. Учебник для техникумов. Изд. 3-е, переработанное. – М.: Энергия, 1971. – 312 с., ил.
16. Белопольский И. И., Гейман Г. В., Краус Л. А., Лапиров-Скобло М. М., Тихонов В. И. Проектирование источников электропитания радиоаппаратуры. – М.: Энергия, 1967. – 304 с., ил.
17. Белопольский И. И., Каретникова Е. И., Пикалова Л. Г. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. – М.: Энергия, 1973. – 400 с., ил.
18. Белопольский И. И., Тихонов В. И. Транзисторные стабилизаторы на повышенные и высокие напряжения (регулируемые по цепям переменного тока). – М.: Энергия, 1971. – 80 с., ил.

19. Бертинов А. И., Кофман Д. Б. Тороидальные трансформаторы статических преобразователей. – М.: Энергия, 1970. – 96 с., ил.
20. Браун М. Источники питания. Расчет и конструирование: Перевод с англ. – К.: МК-Пресс, 2005. – 288 с., ил. (Brown Marty. Power supply cookbook. Second edition. – Elsevier science, 2001).
21. Булатов О. Г. и др. Тиристорно-конденсаторные источники питания для электротехнологии. / О. Г. Булатов, А. И. Царенко, В. Д. Поляков. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 200 с., ил.
22. Булатов О. Г., Царенко А. И. Тиристорно-конденсаторные преобразователи. – М.: Энергоиздат, 1982. – 216 с., ил.
23. Буль Б. К. Основы теории и расчета магнитных цепей. – М., – Л.: Энергия, 1964. – 464 с., ил.
24. Вавин В. Н. Трансформаторы напряжения и их вторичные цепи. – М.: Энергия, 1967. – 102 с., ил.
25. Васютинский С. Б. Вопросы теории и расчета трансформаторов. – Л.: Энергия, 1970. – 432 с., ил.
26. Векслер Г. С. Расчет электропитающих устройств. – Киев: Техника, 1978. – 208 с., ил.
27. Векслер Г. С. Электропитание спецаппаратуры. – Киев: Издательское объединение «Вища школа», 1975. – 376 с., ил.
28. Вересов Г. П. Электропитание бытовой радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Радио и связь, 1983. – 128 с., ил.
29. Вдовин С. С. Проектирование импульсных трансформаторов. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленинградское отделение, 1991. – 208 с., ил.
30. Видмар М. Трансформаторы. – М., – Л.: ГНТИ, 1931. – 592 с., ил.
31. Володин В. Я. Современные сварочные аппараты своими руками. – СПб.: Наука и техника, 2008. – 304 с., ил.
32. Вонсовский С. В., Шур Я. С. Ферромагнетизм. – М.; – Л.: ГИИТЛ, 1948. – 816 с., ил.
33. Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э. М. Ромаш, Ю. И. Дробович, Н. Н. Юрченко, П. Н. Шевченко. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с., ил.
34. Гайно Е., Москатов Е. Полумостовой квазирезонансный блок питания. – Радио, 2004, № 6, с. 35, 36.
35. Гайно Е., Москатов Е. Мощный импульсный источник питания. – Радио, 2004, № 9, с. 31, 32.
36. Гайно Е., Москатов Е. Импульсный источник питания мощностью 20 Вт. – Радио, 2004, № 11, с. 30, 31.
37. Гайно Е., Москатов Е. Импульсный источник питания паяльника и дрели. – Радио, 2005, № 3, с. 30 – 32.
38. Гайно Е., Москатов Е. Радиолобительские расчеты на компьютере. – Радио, 2005, № 6, с. 55, 56; № 7, с. 55, 56.
39. Гарматюк С. С., Панычев А. И. Устройства электропитания: Учебное пособие. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2004. – 140 с.

40. Гедзберг Ю. М. Импульсные блоки питания телевизоров и их ремонт. – М.: ДОСААФ, 1989. – 92 с., ил.
41. Гейтенко Е. Н. Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчет. Учебное пособие. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 448 с. (Серия – «Библиотека инженера»).
42. Гольдфайн И. А. Векторный анализ и теория поля. – М.: Наука, 1968. – 128 с.
43. Григорова Г. С., Суханов В. М., Шафир Ю. Н. Оптимальное расположение транспозиций для многопараллельных обмоток мощных трансформаторов. Электромашиностроение и электрооборудование. – Киев: Техника, 1973, с. 121 – 126.
44. Грумбина А. Б. Электрические машины и источники питания электронных устройств: Учебник для техникумов. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 368 с., ил.
45. Грязнов Н. М. Трансформаторы и дроссели в импульсных устройствах. – М.: Радио и связь, 1986. – 112 с., ил.
46. Дачев А. П. Циркулирующие токи в обмотках трансформаторов с аксиально расположенными параллельными ветвями. Доклад на научно-технической конференции СЭВ. – М.: Электро-72, 1972.
47. Домеников В. И., Казанский Л. М. Стабилизированные источники электропитания судовой радиоэлектронной аппаратуры. – Л.: Судостроение, 1971, 400 с., ил.
48. Дружинин В. В. Магнитные свойства электротехнической стали. – М.: Энергия, 1974.
49. Дульнев Г. Н. Тепло- и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре. – М.: Высшая школа, 1984. – 247 с., ил.
50. Дымков А. М. Трансформаторы напряжения. – М., – Л.: ГЭИ, 1963. – 192 с., ил.
51. Дымков А. М., Кибель В. М., Тишенин Ю. В. Трансформаторы напряжения. – М.: Энергия, 1975. – 200 с., ил.
52. Ермолин Н. П., Ваганов А. П. Расчет маломощных трансформаторов. – М., – Л.: Госэнергоиздат, 1957. – 144 с., ил.
53. Ермолин Н. П. Расчет трансформаторов малой мощности. – Л.: Энергия, 1969.
54. Ермолин Н. П., Швец Г. Г. Расчет силовых трансформаторов. – Л.: Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина), 1964. – 250 с., ил.
55. Жучков В. Расчет трансформатора импульсного блока питания. – Радио, № 11, 1987, с. 43.
56. Задерей Г. П., Заика П. Н. Многофункциональные трансформаторы в средствах вторичного электропитания. – М.: Радио и связь, 1989. – 176 с., ил.
57. Золотухин И. В. Физические свойства аморфных металлических материалов. – М.: Металлургия, 1986. – 176 с., ил.
58. Иванов-Цыганов А. И., Хандогин В. И. Источники вторичного электропитания приборов СВЧ. – М.: Радио и связь, 1989. – 144 с., ил.

59. Интегральные микросхемы: микросхемы для импульсных источников питания и их применение. Издание 2-е. – М.: Додэка, 2000. – 608 с., ил.
60. Исаев Э. А. Полупроводниковые преобразователи напряжения. – М.: Воениздат, 1962. – 112 с., ил.
61. Источники вторичного электропитания / С. С. Букреев, В. А. Головацкий, Г. Н. Гулякович и др.; Под редакцией Ю. И. Конева. – М.: Радио и связь, 1983. – 280 с., ил.
62. Источники вторичного электропитания / В. А. Головацкий, Г. Н. Гулякович, Ю. И. Конев и др.; Под редакцией Ю. И. Конева. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1990. – 280 с., ил.
63. Источники электропитания на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. Под ред. Додика С. Д. и Гальперина Е. И. – М.: Советское радио, 1969. – 448 с., ил.
64. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Г. С. Найвельт, К. Б. Мазель, Ч. И. Хусаинов и др.; под ред. Г. С. Найвельта. – М.: Радио и связь, 1986. – 576 с., ил.
65. Иццоки Я. С. Импульсные трансформаторы. – М.: Советское радио, 1950. – 745 с., ил.
66. Иццоки Я. С. Импульсные устройства. – М.: Советское радио, 1959. – 728 с., ил.
67. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. Справочная книга. – Л.: Энергоатомиздат, 1986.
68. Каменноостский Я. А. Анализ выражения потерь и магнитной проницаемости от индукции и частоты. – Заводская лаборатория, 1963, № 3.
69. Каретникова Е. И., Рычина Т. А., Ермаков А. И. Трансформаторы питания и дроссели фильтров для радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Советское радио, 1973. – 171 с., ил.
70. Кауфман М., Сидман А. Г. Практическое руководство по расчетам схем в электронике: Справочник. В 2-х томах. Том 1: Пер. с англ. / Под ред. Ф. Н. Покровского. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 368 с., ил.
71. Китаев В. Е. и др. Электропитание устройств связи. Под ред. В. Е. Китаева. Учебник для вузов. – М.: Связь, 1975. – 328 с., ил.
72. Китаев В. Е., Бокуняев А. А. Проектирование источников питания устройств связи. Учебное пособие. – М.: Связь, 1972. – 200 с., ил.
73. Китаев В. Е. и Левинзон С. В. Электрическая защита полупроводниковых источников питания. – М.: Связь, 1977. – 160 с., ил.
74. Кифер И. И. Испытания ферромагнитных материалов. – М., – Л.: Госэнергоиздат, 1962. – 544 с., ил.
75. Климашин В. М., Никифоров В. Г., Сафонов А. Я., Казаков В. К. Новые области применения пьезотрансформаторов. – Компоненты и технологии, 2004, № 1, с. 56 – 60.
76. Косенко С. Расчет импульсного трансформатора двухтактного преобразователя. – Радио, № 4, 2005, с. 35 – 37, 44.

77. Костиков В. Г., Никитин И. Е. Источники электропитания высокого напряжения РЭА. – М.: Радио и связь, 1986. – 200 с., ил.
78. Кризе С. Н. Выходные трансформаторы. – М., – Л.: ГЭИ, 1953. – 32 с., ил.
79. Кузнецов В. К., Оркин Б. Г., Русин Ю. С. Трансформаторы усилительной и измерительной аппаратуры. – Л.: Энергия, 1969. – 152 с., ил.
80. Куневич А. В., Подольский А. В., Сидоров И. Н. Ферриты. Энциклопедический справочник в 5-ти томах. – СПб.: Лик, 2004.
81. Лейтес Л. В. Добавочные потери. Энергетика за рубежом. Трансформаторы. – М.: Госэнергоиздат, 1960, выпуск 5, с. 148 – 168.
82. Лейтес Л. В. О добавочных потерях в обмотках трансформаторов. – Вестник электропромышленности, 1960, № 10, с. 23 – 27.
83. Лейтес Л. В., Пинцов А. М. Схемы замещения многообмоточных трансформаторов. – М.: Энергия, 1974. – 192 с., ил.
84. Лейтес Л. В. Токи в параллельных ветвях обмоток трансформаторов и реакторов. – Электричество, 1973, № 4, с. 73 – 77.
85. Лейтес Л. В. Эквивалентные схемы многообмоточных трансформаторов. – М.: Информстандартэлектро, 1968.
86. Лейтес Л. В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов. – М.: Энергия, 1981. – 392 с., ил.
87. Мазель К. Б. Теория и расчет выпрямителя, работающего на емкость, с учетом индуктивности рассеяния трансформатора. – М.: Госэнергоиздат, 1957.
88. Мазель К. Б. Трансформаторы электропитания. – М.: Энергоиздат, 1982. – 80 с., ил.
89. Маниктала С. Импульсные источники питания от А до Z: Пер. с англ. – К.: МК-Пресс, СПб.: Корона-Век, 2008. – 256 с., ил.
90. Манькин Э. А., Морозов Д. Н., Алферова А. В. Добавочные потери на вихревые токи в обмотках трансформаторов. – Электротехника, 1965, № 10, с. 16 – 19.
91. Матвеев Г. А., Хомич В. И. Катушки с ферромагнитными сердечниками. – М.: Энергия, 1967. – 64 с., ил.
92. Матханов П. Н. К инженерному расчету мощных импульсных трансформаторов. – Радиотехника, 1951, № 5.
93. Матханов П. Н., Гоголицын Л. З. Расчет импульсных трансформаторов. – Л.: Энергия. Ленинградское отделение, 1980. – 112 с., ил.
94. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2006. – 632 с., ил.
95. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. 2-е издание, исправленное и дополненное. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2001. – 608 с., ил.
96. Микроэлектронные электросистемы. Применения в радиоэлектронике / Ю. И. Конев, Г. Н. Гулякович, К. П. Полянин и др.; Под ред. Ю. И. Конева. – М.: Радио и связь, 1987. – 240 с., ил.
97. Митрофанов А. В., Щеголев А. И. Импульсные источники вторичного электропитания в бытовой радиоаппаратуре. – М.: Радио и связь, 1985. – 72 с., ил.

98. Мкртчян Ж. А. Электропитание электронно-вычислительных машин. – М.: Энергия, 1980. – 208 с., ил.
99. Москатов Е. Вторичный ИИП с самовозбуждением для высоковольтной нагрузки. – Радиолобитель, 2007, № 7, с. 18, 19.
100. Москатов Е. Датчик тока на эффекте Холла. – Радиомир, 2011, № 1, с. 19 – 21.
101. Москатов Е. Зарядное устройство для автомобильных аккумуляторов. – Радиомир, 2008, № 2, с. 10 – 12; № 3, с. 10 – 12.
102. Москатов Е. ИИП мощностью 100 Вт на ШИ контроллере K1156EY2P. – Радио, 2007, № 5, с. 32 – 34.
103. Москатов Е. ИИП на 190 Вт. – Радиомир, 2006, № 11, с. 13 – 16.
104. Москатов Е. ИИП на 70 Вт с насыщающимся трансформатором. – Радиолобитель, 2007, № 10, с. 20 – 23; № 11, с. 26 – 27.
105. Москатов Е. Импульсный ИП в спичечной коробке. – Радио, 2005, № 6, с. 26, 27.
106. Москатов Е. Импульсный ИП мощностью 460 Вт. – Радиомир, 2009, № 1, с. 10 – 13.
107. Москатов Е. Импульсный источник питания для УМЗЧ. – Радио, 2007, № 10, с. 36 – 39.
108. Москатов Е. Импульсный источник питания мощностью 1,1 кВт. – Радиомир, 2007, № 1, с. 10 – 12; № 2, с. 10.
109. Москатов Е. А. Источники питания. – К.: «МК-Пресс», СПб.: «Корона-Век», 2011. – 208 с., ил.
110. Москатов Е. Малогабаритный ИИП для компьютерных периферийных устройств. – Радио, 2007, № 7, с. 29, 30.
111. Москатов Е. Методика и программа расчета импульсного трансформатора двухтактного преобразователя. – Радио, 2006, № 6, с. 35 – 37.
112. Москатов Е. А. Основы электронной техники: учебное пособие / Е. А. Москатов. – Ростов н/Д: Феникс, 2010. – 378 с.
113. Москатов Е. Простой сварочный аппарат мощностью 4,3 кВт. – Радиолобитель, 2008, № 9, с. 16 – 20; № 10, с. 15 – 20; № 11, с. 14 – 17.
114. Москатов Е. Слово о поясе Роговского. – Радиолобитель, 2008, № 11, с. 34 – 35.
115. Москатов Е. Усовершенствованный ИИП в спичечной коробке. – Радио, 2009, № 3, с. 26, 27.
116. Москатов Е., Шевченко М., Гнеушев Е. Сварочный аппарат с полумостовым преобразователем мощностью 4 кВт. – Радиолобитель, 2009, № 1, с. 18, 19; № 2, с. 13 – 17.
117. Мэк Р. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению / Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2008. – 272 с., ил. (Серия «Силовая электроника»).
118. Наседкин Л. П. Исследование теплового режима теплостойких маломощных трансформаторов. – Известия вузов, Электромеханика, 1963, № 5.

119. Наяшков И. С., Карасев В. В. Расчет полей рассеяния трансформаторов. – Вестник электропромышленности, 1963, № 4, с. 8 – 13.
120. Немцов М. В. Справочник по расчету параметров катушек индуктивности. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 192 с., ил.
121. Никитский В. З. Маломощные трансформаторы. – М.: Энергия, 1968. – 88 с., ил.
122. Норденберг Г. М. Трансформаторы для радиоэлектронной аппаратуры. – Л.: Энергия, 1970. – 240 с., ил.
123. Оптимизация полупроводниковых преобразовательных устройств. Сборник научных трудов. – К.: Наукова думка, 1979. – 188 с., ил.
124. Орехов В. Н. и др. Низковольтные сильноточные источники вторичного электропитания РЭА / В. И. Орехов, М. Е. Куцко, В. Н. Груздев. – М.: Радио и связь, 1986. – 104 с., ил.
125. Парселл Э. Электричество и магнетизм. – М.: Наука, 1975. – 440 с., ил.
126. Петров Г. Н. Электрические машины. Ч. 1. Введение. Трансформаторы. – М., – Л.: ГЭИ, 1956. – 224 с., ил.
127. Поливанов К. М. Ферромагнетики. – М., – Л.: ГЭИ, 1957. – 256 с., ил.
128. Преображенский А. А. Теория магнетизма, магнитные материалы и элементы. – М.: Высшая школа, 1972.
129. Проектирование источников электропитания электронной аппаратуры: Учебник / О. К. Березин, В. Г. Костиков, Е. М. Парфенов и др.; Под ред. В. А. Шахнова. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2005. – 504 с., ил.
130. Рабкин Л. И., Новикова З. И. Катушки индуктивности на ферритовых сердечниках. – Л.: Энергия, 1972. – 142 с., ил.
131. Расчет импульсных устройств на полупроводниковых приборах / Под ред. Т. М. Агаханяна. – М.: Советское радио, 1975.
132. Расчет электромагнитных элементов источников вторичного электропитания / А. Н. Горский, Ю. С. Русин, Н. Р. Иванов, Л. А. Сергеева. – М.: Радио и связь, 1988. – 176 с., ил.
133. Рogaцкий М. А., Амромин А. Л. Зависимость тока параллельно соединенных катушек трансформаторов от их геометрических размеров. «Электротехническая промышленность». Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы. 1972, № 1, с. 25, 26.
134. Рогинский В. Ю. Электропитание радиоустройств. – Л.: Энергия, 1970. – 320 с., ил.
135. Рогинский В. Ю. Расчет устройств электропитания аппаратуры электросвязи. – М.: Связь, 1972. – 360 с., ил.
136. Ромаш Э. М. Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Радио и связь, 1981. – 224 с., ил. – (Массовая радио библиотека; выпуск 1035).
137. Ромаш Э. М. Транзисторные преобразователи в устройствах питания радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Энергия, 1975. – 176 с., ил.

138. Русин Ю. С. Определение собственной емкости обмоток. – Радиотехника, 1964, Т. 19, № 2, с. 64 – 66.
139. Русин Ю. С. Трансформаторы звуковой и ультразвуковой частоты. – Л.: Энергия, 1973. – 152 с., ил.
140. Русин Ю. С. и др. Электромагнитные элементы радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Ю. С. Русин, И. Я. Гликман, А. Н. Горский. – М.: Радио и связь, 1991.
141. Русин Ю. С., Чепарухин А. М. Проектирование индуктивных элементов приборов. – Л.: Машиностроение, 1981. – 172 с., ил.
142. Рязанов М. Г., Янковский С. М. Импульсные источники питания телевизоров. – 3-е изд., перераб. и доп. – СПб.: Наука и Техника, 2006. – 400 с.: ил.
143. Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания: Пер. с англ. под ред. Л. Е. Смольникова. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с., ил.
144. Семенов Б. Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2006. – 416 с., ил. (Серия «Библиотека инженера»).
145. Сергеев Б. С. Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания: Справочник. – М.: Радио и связь, 1992. – 224 с., ил.
146. Сидоров И. Н., Биннатов М. Ф., Шведова Л. Г. Индуктивные элементы радиоэлектронной аппаратуры: Справочник. – М.: Радио и связь, 1992. – 289 с., ил.
147. Сидоров И. Н., Мукосеев В. В., Христинин А. А. Малогабаритные трансформаторы и дроссели: Справочник. – М.: Радио и связь, 1985. – 416 с.
148. Сидоров И. Н., Скорняков С. В. Трансформаторы бытовой радиоэлектронной аппаратуры: Справочник. – М.: Радио и связь, 1999. – 332 с., ил.
149. Соколов А. Расчет на ПМК параметрического стабилизатора. – Радио, № 12, 1990, с. 60 – 61.
150. Справочная книга радиолюбителя-конструктора: В 2-х книгах. Книга 1. А. А. Бокуняев, Н. М. Борисов, Е. Б. Гумеля и др.; под ред. Н. И. Чистякова. – 2-е издание, исправленное. – М.: Радио и связь, 1993. – 336 с., ил. – (Массовая радиобиблиотека; выпуск 1195).
151. Справочник по радиоэлектронным устройствам. В 2-х томах. Т. 2 / Варламов Р. Г., Додик С. Д., Иванов-Цыганов А. И. и др.; Под ред. Д. П. Линде. – М.: Энергия, 1978. – 328 с., ил. (Радиоэлектроника).
152. Стародубцев Ю. Н., Белозеров В. Я. Магнитные свойства аморфных и нанокристаллических сплавов. – Екатеринбург: Изд-во Уральского университета, 2002. – 384 с.
153. Стародубцев Ю. Н., Зеленин В. А., Белозеров В. Я., Кейлин В. И. Аппроксимация кривой намагничивания и удельных магнитных потерь в магнитомягких магнитных материалах. – Электротехника, 1997, № 7, с. 48 – 51.
154. Стародубцев Ю., Кейлин В., Белозеров В. Магнитопроводы ГАММАМЕТ. – Радио, 1999, № 6, с. 48 – 50.
155. Стародубцев Ю. Н. Теория и расчет трансформаторов малой мощности. – М.: ИП РадиоСофт, 2005. – 320 с., ил.

156. Судзуки К., Фудзимори Х., Хасимото К. Аморфные металлы. – М.: Metallurgia, 1987. – 328 с., ил.
157. Сукер К. Силовая электроника. Руководство разработчика. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2008. – 252 с.: ил. (Серия «Силовая электроника»).
158. Тейлор-Джонс Е. Теория индукционной катушки. – М., – Л.: ОНТИ, 1935. – 168 с., ил.
159. Тихомиров П. М. Расчет трансформаторов. – М.: Энергия, 1976. – 544 с.
160. Транзисторные схемы автоматического управления. Проектирование и расчет. Под редакцией Ю. И. Конева. – М.: Советское радио, 1967. – 280 с., ил.
161. Трошанов Н. А. Электропитание радиоустройств. – М.: Морской транспорт, 1963. – 315 с., ил.
162. Туровски Я. Местные перегревы в трансформаторах. – Известия вузов, Электромеханика, 1961, № 12, с. 53 – 58.
163. Угримов Б. И. Краткий учебник электротехники. – М.: Л.: Государственное издательство, 1927. – 397 с.
164. Устройства электропитания мощных радиосистем. Под ред. А. А. Ткачева. – М.: Энергия, 1972. – 168 с., ил.
165. Федосеев Д. Н. Технология изготовления силовых трансформаторов и дросселей, применяемых в радиотехнике. – М., – Л.: ГЭИ, 1959. – 156 с., ил.
166. Ферриты и магнитодиэлектрики. Справочник под общей редакцией Н. Д. Горбунова, Г. А. Матвеева. – М.: Советское радио, 176 с., ил.
167. Функциональные устройства систем электропитания наземной РЭА. / В. В. Авдеев, В. Г. Костиков, А. М. Новожилов, В. И. Чистяков; под редакцией В. Г. Костилова. – М.: Радио и связь, 1990. – 192 с., ил.
168. Хныков А. В. Теория и расчет многообмоточных трансформаторов. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 100 с., ил.
169. Циркулирующие токи от осевой составляющей поля рассеяния в параллельных ветвях обмоток трансформаторов / Т. О. Богданова, А. Г. Крайз, Л. В. Лейтес, В. М. Языков. – Электричество, 1969, № 5, с. 74 – 79.
170. Цыкин Г. С. Трансформаторы низкой частоты. – М.: Связьиздат, 1950. – 418 с., ил.
171. Черне Х. И. Индуктивные связи и трансформации в электрических фильтрах. Основные вопросы теории. – М.: Связьиздат, 1962. – 316 с., ил.
172. Чернышев Е. Т., Чечурина Е. И., Чернышева Н. Г., Студенцов Н. В. Магнитные измерения. – М.: Изд-во стандартов, 1969. – 248 с.
173. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания: Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с., ил.
174. Чечерников В. И. Магнитные измерения. – М.: Изд-во МГУ, 1968. – 388 с., ил.
175. Шапиро С. В. Тиристорные и магнитно-тиристорные агрегаты питания электрофильтров очистки газа / Шапиро С. В., Серебряков А. С., Пантелеев В. И. – М.: Энергия, 1978. – 112 с., ил.
176. Шафир Ю. Н. Распределение тока в обмотках трансформаторов. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 192 с., ил.

177. Шафир Ю. Н. Циркулирующие токи в многоходовой многорядной винтовой обмотке трансформатора. – Электротехника, 1974, № 4, с. 51 – 54.
178. Шимони К. Теоретическая электротехника. – М.: Мир, 1964. – 775 с., ил.
179. Шмелев К. Д., Королев Г. В. Источники электропитания лазеров / Под общей редакцией В. М. Вакуленко. – М.: Энергоиздат, 1981. – 168 с., ил.
180. Шустов М. А. Практическая схемотехника. Книга 3. Преобразователи напряжения. 2-е изд., стер. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», «Альтекс», 2007. – 192 с., ил. (Серия «Практическая схемотехника»).
181. Электропитание устройств связи: Учебник для вузов / А. А. Бокуняев, Б. В. Горбачев, В. Е. Китаев и др.; Под ред. В. Е. Китаева. – М.: Радио и связь, 1988. – 280 с., ил.
182. Электропитание устройств связи: Учебник для вузов / О. А. Доморацкий, А. С. Жерненко, А. Д. Кратиров и др. – М.: Радио и связь, 1981. – 320 с., ил.
183. Эраносян С. А. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями. – Л.: Энергоатомиздат. Ленинградское отделение, 1991. – 176 с., ил.
184. Blanken P. G., «A lumped winding model for use in transformer models for circuit simulation». IEEE transactions on power electronics, vol. 16, No. 3, May, 2001.
185. Blanken P. G. and J. J. L. M. van Vlerken, «Modeling of electromagnetic systems», IEEE Trans. Magn., vol. 27, pp. 4509 – 4515, Nov. 1991.
186. Buntentbach R. W., «Analogies between magnetic and electrical circuits», Electron Prod., vol. 12, No. 5, pp. 108 – 113, Oct. 1969.
187. Carsten B., «Switchmode design and layout techniques», APEC'97 tutorial.
188. Dallago E., Sassone G., and Venchi G., «High-frequency power transformer model for circuit simulation», IEEE Trans. Power Electron., vol. 12, pp. 664 – 670, July 1997.
189. Dowell P. L., «Effects of eddy currents in transformer windings», Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 113, No. 8, pp. 1387 – 1394, Aug. 1966.
190. Duerdoth W. T., «Equivalent capacitances of transformer windings», Wireless Eng., pp. 161 – 167, June 1946.
191. El-Hamamsy S. A. and Chang E. I., «Magnetics modeling for computeraided design of power electronic circuits», in Proc. Rec. 20th Annu. IEEE Power Electron Spec. Conf. PESC'89, Milwaukee, WI, June 1989, pp. 635 – 645.
192. Hamill D. C., «Gyrator-capacitor modeling: A better way of understanding magnetic components», in Proc. IEEE Appl. Power Electron Conf. APEC '94, Orlando, FL, Feb. 1994, pp. 326 – 332.
193. Hamill D. C., «Lumped equivalent circuits of magnetic components: The gyrator-capacitor approach», IEEE Trans. Power Electron., vol. 8, pp. 97 – 103, Apr. 1993.
194. Karnopp D. C. and Rosenberg R. C., System Dynamics: A Unified Approach. New York: Wiley, 1975.
195. Ludwig G. W. and El-Hamamsy S. A., «Coupled inductance and reluctance models of magnetic components», IEEE Trans. Power Electron., vol. 6, pp. 240 – 250, Apr. 1991.
196. Mao H, Deng S., Abu-Qahoug Y. A., Batarseh I. A Modified ZVC Half-Bridge DC-DC Converter. APEG. 2004.

197. PROXY – Proximity effect analysis, KO Systems, Chatsworth, CA, 818-341-3864.
198. Roters H. C., Electromagnetic Devices. New York: Wiley, 1941.
199. Vlach J., Computerized approximation and synthesis of linear networks. New York: Wiley, 1969, pp. 194 – 206.
200. Weinberg L., Network analysis and synthesis. New York: McGraw-Hill, 1962. E. C. Cherry, «The duality between interlinked electric and magnetic circuits and the formation of transformer equivalent circuits», Proc. Phys. Soc. Lond. B, vol. 62, pp. 101 – 111, Feb. 1949.

Предметный указатель

В

Варистор, 94
 Время
 удержания, 10
 установления, 11

Г

Генератор
 задающий, 92
 линейно-изменяющегося
 напряжения, 24
 тактовый, 24

Д

Диапазон
 рабочих температур, 11
 рабочих частот, 80
 регулирования, 12
 Дрейф, 11

И

Импульсы
 пилообразные, 24
 прямоугольные, 18, 25, 48
 треугольные, 39, 62
 Инвертор, 10
 Источник питания, 9
 бестрансформаторный, 15
 вторичный, 13
 идеальный, 14
 импульсный, 10
 линейный, 10, 15
 первичный, 12

К

Колебание
 детерминированное, 21
 квазислучайное, 21
 случайное, 21
 Конвертор, 10
 Коэффициент
 готовности, 11
 заполнения импульсов, 25
 мощности, 11
 полезного действия, 11
 трансформации, 41

М

Модуляция, 21
 амплитудно-импульсная, 22, 32
 гистерезисная, 22
 двухпозиционная, 22, 23, 28
 импульсная, 21
 импульсно-кодовая, 22
 релейная, 22
 фазово-импульсная, 22, 29
 частотно-импульсная, 22, 28
 широотно-импульсная, 21

Н

Надёжность, 12
 Напряжение
 опорное, 24
 пилообразное, 24
 сигнала ошибки, 24
 Нестабильность по сетевому
 напряжению, 12
 Несущая, 25

П**Преобразователь**

- двухтактный мостовой, 30
- двухтактный полумостовой, 52
- двухтактный полумостовой с обмоткой симметрирования, 55
- двухфазный, 69
- инвертирующий, 61
- квазидвухтактный
 - обратноходовой, 46
- квазидвухтактный прямоходовой, 30, 47
- квазирезонансный, 32
- многофазный, 69
- обратноходовой, 37
- повышающий, 57
- понижающий, 59
- прямоходовой, 42
- резонансный, 32, 63
- с отводом от середины обмотки трансформатора, 48
- четырёхфазный, 72
- электрохимический, 36

Пульсация, 12**Р****Режим**

- аварийный, 12
- активный, 15
- непрерывного тока, 39
- отсечки, 16
- прерывистого тока, 39

С**Сигнал, 21**

- Соппротивление
 - выходное, 11

динамическое, 11

Спектр, 21

- Стабилизатор, 10
 - комбинированный, 14
 - компенсационный, 14
 - напряжения, 10
 - параметрический, 14
 - тока, 10

Стабильность, 10**Т****Ток**

- намагничивания, 76
- экстраток, 75

У**Усилитель**

- рассогласования, 24, 27
- сигнала ошибки, 24

Ф**Фактор дестабилизирующий, 12****Фиксатор активный, 97****Х****Характеристика**

- вольтамперная, 16
- нагрузочная, 12, 79
- регулирующая, 41, 43, 51

Э**Эффект**

- Виллари, 79
- магнитострикции, 79
- Холла, 81, 180

Издательство “МК-Пресс” представляет



Кубов В.И.

Исследование схем импульсных источников питания в SwCAD/LTspice (+CD)

ISBN 978-5-7931-0560-6
208 стр., мягкая обложка

В книге рассматривается моделирование импульсных преобразователей с индуктивными элементами и трансформаторами в пакете SwCADIII/LTspice от известного изготовителя микросхем Linear Technology. В ходе изложения материала параллельно изучаются приемы работы с пакетом и исследуются особенности конкретных схем. Большое внимание уделяется вопросам теоретического анализа процессов коммутации в индуктивных элементах и трансформаторах. Даются практические рекомендации по построению импульсных источников питания.



Москатов Е.А.

Источники питания

ISBN 978-5-7931-0846-1
208 стр., мягкая обложка

В книге даны расчетные соотношения, принципиальные схемы и описания принципа действия различных выпрямителей, сглаживающих фильтров, стабилизаторов напряжения и тока, импульсных преобразователей, а также электропитающих систем, выполненных на их основе. Подробно рассмотрены компоненты, из которых изготавливают современные источники питания. Приведены основные теоретические положения и рекомендации по конструированию как традиционных, так и специальных электропитающих устройств. Материал будет интересен радиолюбителям, научно-техническим работникам и студентам технических специальностей.

Книги издательства “МК-Пресс” можно заказать:
по адресу: 04209, г.Киев, а/я 42,
по телефону/факсу: (044) 362-04-38
или по e-mail: info@mk-press.com

Посетите наш Internet-магазин: <http://www.mk-press.com>

Издательство “МК-Пресс” представляет



Санджая Маниктала

Импульсные источники питания от А до Z (+CD)

ISBN 978-5-903383-59-7

544 стр., мягкая обложка

Эта книга основывается на десятилетнем авторском опыте проектирования источников питания. Здесь читатель найдет наглядное и доступное введение в курс “Источники питания”; изложение основ без пугающего математического анализа; полную и, в то же время, уникальную по своей простоте методику проектирования импульсных преобразователей и их магнитных компонентов; подробный расчет всех видов потерь в импульсных источниках питания; описание основных схемотехнических решений импульсных источников; исчерпывающее исследование аспектов контроля и измерения паразитных электромагнитных излучений, связанных с работой импульсных преобразователей.



Г.-Й. Берндт, Б. Каинка

Измерение, управление и регулирование с помощью макросов VBA в Word и Excel (+CD)

ISBN 978-5-7931-0504-0

256 стр., мягкая обложка

Эта книга представляет новый подход, согласно которому весь диапазон задач измерения, управления и регулирования реализуется средствами популярного программного пакета Microsoft Office. Хотя это звучит необычно, с помощью приложений Word и Excel можно получить прямой доступ к аппаратному обеспечению, что делает их универсальными и простыми в использовании инструментами.

В книге показано, как с помощью макросов VBA реализовать управление цифровыми мультиметрами, релейными картами и ПК-интерфейсами, организовать взаимодействие с микроконтроллерными системами и многое другое на основе стандартного последовательного интерфейса RS232.

Книги издательства “МК-Пресс” можно заказать:
по адресу: 04209, г.Киев, а/я 42,
по телефону/факсу: (044) 362-04-38
или по e-mail: info@mk-press.com

Посетите наш Internet-магазин: <http://www.mk-press.com>

Издательство “МК-Пресс” представляет



Крид Хадлстон

Проектирование интеллектуальных датчиков с помощью Microchip dsPIC (+CD)

ISBN 978-966-8806-38-4
320 стр., мягкая обложка

На страницах этой книги раскрыты способы применения популярных цифровых контроллеров сигналов Microchip dsPIC, в которых вычислительный потенциал мощных цифровых процессоров сигналов удачно объединен с возможностями микроконтроллеров PIC. Рассматриваются вопросы не только программирования, но и проектирования электронного оборудования. Таким образом, читатель получает полное представление о процессе создания интерфейса для трех конкретных типов датчиков: температуры, давления/нагрузки и расхода. Эта практическая, легкая в восприятии книга раскрывает реальные проблемы, возникающие в повседневной работе разработчиков, и показывает решения, позволяющие реализовать все сильные стороны такого мощного средства, как интеллектуальные датчики.



Авраменко Ю.Ф.

Качественный звук — сегодня это просто

ISBN 966-8806-27-1
286 стр., мягкая обложка

В книге максимально подробно приведены все рекомендации разработчиков – инженеров NSC, как правильно построить усилительный тракт на основе мощных ОУ. Современный подход, основанный на рекомендациях инженеров AD и TI, к топологии печатной платы, к выбору «правильных» пассивных компонентов для звуковоспроизводящего тракта поможет реализовать основной принцип: как можно меньше ухудшить качество записи. Большое количество примеров построения качественных УМЗЧ будет наглядным пособием для реализации собственной конструкции в короткие сроки с небольшими материальными затратами и главное, с предсказуемым результатом.

Книги издательства “МК-Пресс” можно заказать:
по адресу: 04209, г.Киев, а/я 42,
по телефону/факсу: (044) 362-04-38
или по e-mail: info@mk-press.com

Посетите наш Internet-магазин: <http://www.mk-press.com>

Издательство “МК-Пресс” представляет



Безверхний И.Б.

TV-приемники на шасси VESTEL 11AKxx (+CD)

ISBN 978-966-8806-11-7
304 стр., мягкая обложка

В данной книге рассмотрены телевизионные приемники на основе шасси 11AK20, 11AK30 11AK36 и PT92 турецкой компании VESTEL. Сегодня на базе этих шасси десятки различных производителей поставляют на рынок под различными торговыми марками сотни моделей телевизоров. Подробно описаны: элементная база, схемы, сервисные режимы, регулировка и ряд вопросов практического характера. Отдельная глава посвящена современным видеопроцессорам производства PHILIPS. В приложении представлены справочные данные на современные видеопроцессоры различных производителей.

Книга предназначена для работников сервисных служб занимающихся ремонтом телевизоров, студентов радиотехнических специальностей ВУЗов, техникумов (колледжей), учащихся ПТУ и курсов радиомехаников, а также квалифицированных радиолюбителей.



Оуэн Бишоп

Настольная книга разработчика роботов (+CD)

ISBN 978-5-7931-0504-0
400 стр., мягкая обложка

Эта книга представляет собой справочное руководство для тех, кто хочет научиться проектировать и конструировать роботов. Благодаря представленным в ней пошаговым инструкциям, вы быстро освоите методики создания забавных и захватывающих роботов. На основании своего обширного практического опыта автор открывает важные аспекты программирования, электроники и механики, характерные для робототехники. Поскольку все проекты основаны на использовании всемирно популярных микроконтроллеров PIC, методики программирования осваиваются быстро и безболезненно. Данное руководство — идеальный вариант для новичков в сфере робототехники. Оно будет также полезно тем опытным разработчикам, которые хотят расширить свои познания в области программирования роботов.

Книги издательства “МК-Пресс” можно заказать:
по адресу: 04209, г.Киев, а/я 42,
по телефону/факсу: (044) 362-04-38
или по e-mail: info@mk-press.com

Посетите наш Internet-магазин: <http://www.mk-press.com>

Издательство “МК-Пресс” представляет



Авраменко Ю.Ф.

Транзисторы в SMD-исполнении. Том 1

ISBN 966-8806-25-5
544 стр., мягкая обложка

Этот справочник продолжает новую серию “Элементная база”, в которой представлены технические данные на современные полупроводниковые приборы и интегральные схемы ведущих производителей, и содержит в себе справочные данные на биполярные транзисторы в SMD-исполнении. Справочник предполагается как издание из 3–5 томов, в которое будут включены биполярные и полевые транзисторы, предназначенные для поверхностного монтажа. При составлении этого тома использовалась техническая документация следующих производителей: HITACHI, NEC, PANASONIC, RENESAS, ROHM, SANYO и TOSHIBA.



Авраменко Ю.Ф.

Транзисторы в SMD-исполнении. Том 2

ISBN 978-966-8806-12-4
640 стр., мягкая обложка

Справочник продолжает новую серию «Элементная база», в которой представлены технические данные на современные полу-проводниковые приборы и интегральные схемы ведущих производителей. Второй том содержит в себе справочные данные на биполярные транзисторы в SMD-исполнении, транзисторные сборки разных структур, транзисторные ключи для работы в цифровых схемах и их наборы.

При составлении этого тома использовалась техническая документация следующих производителей: NEC, PANASONIC, SANYO и TOSHIBA.

Книги издательства “МК-Пресс” можно заказать:

по адресу: 04209, г.Киев, а/я 42,
по телефону/факсу: (044) 362-04-38
или по e-mail: info@mk-press.com

Посетите наш Internet-магазин: <http://www.mk-press.com>

Издательство "МК-Пресс" представляет



Авраменко Ю.Ф.

Мощные биполярные транзисторы для импульсных источников питания, ТВ-приемников и мониторов

ISBN 966-8806-17-4
544 стр., мягкая обложка

В справочнике представлены электрические параметры на мощные биполярные транзисторы, имеющие высокую скорость переключения. Данные приборы применяются в импульсных источниках питания различного назначения, в промышленном оборудовании, в бытовой и профессиональной видео- и аудиотехнике. Указаны технические данные на изделия следующих ведущих производителей полупроводниковых приборов: FAIRCHILD, HITACHI, MOTOROLA (ON SEMICONDUCTOR), PANASONIC, PHILIPS, SANKEN, SAMSUNG, SANYO, SHINDENGEN, ST-MICROELECTRONICS, TOSHIBA и ZETEX. Таблица аналогов полупроводниковых приборов составлена на основании руководства Master Replacement Guide. Справочник рассчитан на специалистов, занимающихся сервисным обслуживанием, а также на радиолюбителей.



Тяпичев А.Г.

Персональный компьютер в радиолюбительской практике

ISBN 966-8806-18-2
400 стр., мягкая обложка

Книга предназначена для любознательного читателя и любителей мастерить своими руками. В ней описаны различные варианты специального использования персонального компьютера для выполнения «нетрадиционных» для него работ, таких как управление различными удаленными аппаратами, кодирование и декодирование различных сигналов, создание принципиальных электрических схем и проверка работоспособности этих схем, создание звуковых эффектов и многое другое. Большое внимание уделено процессу программирования микроконтроллеров. Даны описания специальных компьютерных программ, и подробное описание аппаратов, которые могут подключаться к компьютеру и применяться в совместной с ним работе, приведены исходные коды простых компьютерных программ, которые можно самостоятельно дополнять и приспособлять к своим индивидуальным нуждам

Книги издательства "МК-Пресс" можно заказать:
по адресу: 04209, г.Киев, а/я 42,
по телефону/факсу: (044) 362-04-38
или по e-mail: info@mk-press.com

Посетите наш Internet-магазин: <http://www.mk-press.com>

Издательство “МК-Пресс” представляет



Бабич Н.П., Жуков И.А.

Основы цифровой схемотехники

ISBN 966–8806-31-X
544 стр., мягкая обложка

В книге систематизированы и изложены основы теории и практической реализации цифровой схемотехники. В ней рассмотрены теоретические основы компьютерной схемотехники (информатика, арифметика, логика), методы анализа и синтеза логических и запоминающих элементов, комбинаторных и последовательных функциональных узлов. Детально описаны основные структурные устройства современных компьютеров: процессоры, микропроцессоры, память, арифметико-логические устройства, интерфейсы и программируемые контроллеры.

Отдельный раздел книги посвящен истории развития компьютерной техники, архитектуре и структуре компьютеров, принципам построения современных компьютерных систем.

Книга написана доступным языком, содержит большое количество примеров и будет полезна студентам инженерно-технических специальностей высших учебных заведений.



Бабич М.П., Жуков І.А.

Комп'ютерна схемотехніка

ISBN 966-96415-1-9
412 стор., тверда обкладинка

В цьому навчальному посібнику систематизовано викладені інформаційні, арифметичні і логічні основи мікроелектронних схем сучасних комп'ютерів. Розглянуто принципи побудови і функціонування логічних та запам'ятовуючих елементів, типових функціональних вузлів, аналого-цифрових і цифро-аналогових перетворювачів, електронної пам'яті, арифметико-логічних та керуючих пристроїв, мікропроцесорів, інтерфейсних контролерів. Розраховано на студентів інженерно-технічних спеціальностей вищих навчальних закладів.

Книги издательства “МК-Пресс” можно заказать:
по адресу: 04209, г.Киев, а/я 42,
по телефону/факсу: (044) 362-04-38
или по e-mail: info@mk-press.com

Посетите наш Internet-магазин: <http://www.mk-press.com>

Издательство “МК-Пресс” представляет



Кравченко А.В.

10 практических устройств на AVR-микроконтроллерах. Книга 4 (+DVD)

ISBN 978-5-7931-0907-9

320 стр., мягкая обложка

Это четвертая книга из серии сборников с практическими примерами применения микроконтроллеров AVR. В ней основной упор сделан на модели роботов. В частности, подробно рассмотрены семь завершенных мини-роботов на базе микроконтроллеров AVR, которые можно собрать в домашних условиях. Дополнительно даны три оригинальных примера применения микроконтроллеров AVR: создание манипулятора типа “клешня”, генератора видео и электронной зимней удочки. Каждому устройству посвящена отдельная глава, где подробно описаны все этапы создания модели и программ. Кроме того, в части I книги рассмотрены важные практические аспекты роботостроения, а именно: электродвигатели, импульсные стабилизаторы, повышающие стабилизаторы напряжения, сервоприводы, изготовление печатных плат и др.



Марти Браун

Источники питания. Расчет и конструирование

ISBN 966-8806-01-8

288 стр., мягкая обложка

В книге поэтапно показано проектирование широкого набора источников питания. С ее помощью каждый, кто обладает базовыми познаниями в области электроники, сможет проектировать и создавать сложные источники питания. Кроме общих промышленных подходов к конструированию, системно представлено проектирование линейных, импульсных и квазирезонансных источников питания. Сложные вопросы, наподобие магнетизма и контроля электромагнитных помех, разъясняются простым и доступным языком.

Издание является практическим пособием, организованное таким образом, чтобы как опытные, так и начинающие разработчики могли быстро найти и применить требуемую им информацию. В книгу включена информация о проектировании выходных каскадов, о выборе ИС контроллера и других функциях, имеющих отношение к источникам питания, наподобие управления импульсными источниками питания, потери электрического сигнала, отключения внешнего напряжения и др. Кроме того, рассмотрены методики формирования сигналов, уменьшения основной потери, демпферы и квазирезонансные преобразователи.

Книги издательства “МК-Пресс” можно заказать:

по адресу: 04209, г.Киев, а/я 42,
по телефону/факсу: (044) 362-04-38
или по e-mail: info@mk-press.com

Посетите наш Internet-магазин: <http://www.mk-press.com>

Издательство “МК-Пресс” представляет



Кравченко А.В.

10 практических устройств на AVR-микроконтроллерах. Книга 3 (+DVD)

ISBN 978-5-7931-0845-4
416 стр., мягкая обложка

Это третья книга из серии сборников с практическими примерами применения микроконтроллеров AVR. В ней основной упор сделан на модели роботов. В частности, подробно рассмотрены следующие десять законченных устройств на базе микроконтроллеров AVR, которые можно собрать в домашних условиях: измеритель солнечной активности; простой робот на солнечных батареях; усложненный робот на солнечных батареях; солнечный минизлектромобиль; робот “Ползун”; робот “Sumo bot”; робот-проходчик лабиринта; светозффект вращения; радиоуправляемый джип; робот-катер. Каждому устройству посвящена отдельная глава, где подробно описаны все этапы создания микроконтроллерной модели и программ, начиная со структуры и блок-схемы, и заканчивая самой программой и готовым рабочим кодом.



Прокопенко В.С.

Программирование микроконтроллеров ATMEGA на языке C (+CD)

ISBN 978-5-7931-0906-2
320 стр., мягкая обложка

Эта книга — сборник примеров программ на языке C для микроконтроллеров производства ATMEGA. В качестве средств разработки и имитации использованы компилятор WinAVR, среда AVR Studio и имитатор схем Proteus ISIS. Синтаксические особенности языка C и методы работы с перечисленными выше инструментальными средствами в книге подробно не рассматриваются, поскольку автор преследовал цель дать максимальное число практических примеров использования тех или иных периферийных устройств микроконтроллера: таймеров/счетчиков, приемопередатчика U(S)ART, аналогового компаратора, АЦП, интерфейсов SPI и TWI, памяти Flash и EEPROM. Отдельная глава посвящена взаимодействию с ЖК-модулем. Таким образом, это издание рассчитано на тех читателей, которые, обладая базовыми познаниями языка C, желают научиться применять их в работе с микроконтроллерами ATMEGA.

Книги издательства “МК-Пресс” можно заказать:
по адресу: 04209, г.Киев, а/я 42,
по телефону/факсу: (044) 362-04-38
или по e-mail: info@mk-press.com

Посетите наш Internet-магазин: <http://www.mk-press.com>

Издательство “МК-Пресс” представляет



Кравченко А.В.

10 практических устройств на AVR-микроконтроллерах. Книга 2 (+CD)

ISBN 978-5-7931-0532-3
320 стр., мягкая обложка

Это вторая книга из серии сборников с практическими примерами применения микроконтроллеров AVR. В ней подробно рассмотрены десять завершенных устройств на базе микроконтроллеров AVR, которые можно легко собрать в домашних условиях и применять в быту или профессиональной деятельности: генератор световых эффектов с помощью АЦП; схема управления шаговым двигателем; автомат освещения шкафа-купе; схема управления вентилятором; простой термометр; световой эффект “Призма”; микроконтроллерный генератор; робот, который двигается на свет и умеет обходить преграды; система радиуправления моделью автомобиля; схема цифрового управления паяльником. Каждому устройству посвящена отдельная глава, где подробно описаны все этапы создания микроконтроллерной модели и программ, начиная со структуры и блок-схемы, и заканчивая самой программой и готовым рабочим кодом.



Иванов В.Б.

Программирование микроконтроллеров для начинающих. Визуальное проектирование, язык C, ассемблер (+CD)

ISBN 978-5-7931-0559-0
176 стр., мягкая обложка

В этой книге автор проводит читателя по пути освоения программирования микроконтроллеров от простого к сложному. Начав с краткого описания архитектуры и системы команд микроконтроллеров PIC, он переходит к визуальному проектированию в среде Flowcode, которое позволяет получить выполняемый код без каких-либо навыков программирования на ассемблере или языке высокого уровня. В завершающих двух главах представлены примеры программирования микроконтроллеров PIC с помощью языка C в среде MikroC и ассемблера в среде MPLAB.

Книги издательства “МК-Пресс” можно заказать:
по адресу: 04209, г.Киев, а/я 42,
по телефону/факсу: (044) 362-04-38
или по e-mail: info@mk-press.com

Посетите наш Internet-магазин: <http://www.mk-press.com>

Издательство “МК-Пресс” представляет



Луцио ди Джасио

Программирование на C микроконтроллеров PIC24 (+CD)

ISBN 978-5-7931-0529-3

336 стр., мягкая обложка

Луцио ди Джасио, эксперт из компании Microchip, предлагает свой уникальный взгляд на революционную технологию PIC24, проводя читателя от основ 16-разрядной архитектуры до сложных программных разработок средствами языка C, включая реализацию многозадачности с помощью прерываний PIC24, управление ЖК-дисплеями, формирование звуковых и видеосигналов, доступ к запоминающим устройствам большой емкости и др. Вне всякого сомнения, эта книга будет полезна как опытным PIC-разработчикам, так и новичкам в мире встроенных систем.



Заец Н.И.

Радиолюбительские конструкции на PIC- микроконтроллерах (+CD). Книга 1

ISBN 978-5-7931-0518-7

304 стр., мягкая обложка

Это издание переработано с целью исправления замеченных ошибок и уменьшения объема за счет переноса статей, не пользующихся спросом, на прилагаемый компакт-диск. В книге представлено 20 описаний радиолюбительских устройств различного назначения, выполненные на микроконтроллере PIC16F84. Начинающие радиолюбители, не знакомые с программированием микроконтроллеров, смогут без труда воспроизвести любое устройство. Радиолюбители, имеющие опыт программирования, могут изменить программы и печатные платы под свои цели. Для этого в книге даны алгоритмы и исходные тексты программ с подробными комментариями. Автор также делится опытом работы с ассемблером MPLAB и различными средствами программирования. Рассматриваются типичные ошибки при наладке устройств на микроконтроллерах. Книга предназначена для широкого круга радиолюбителей, а также может быть полезна студентам, изучающим программирование микроконтроллеров.

Книги издательства “МК-Пресс” можно заказать:

по адресу: 04209, г.Киев, а/я 42,
по телефону/факсу: (044) 362-04-38
или по e-mail: info@mk-press.com

Посетите наш Internet-магазин: <http://www.mk-press.com>

Издательство “МК-Пресс” представляет



Тим Уилмсхерт

Разработка встроенных систем с помощью микроконтроллеров PIC. Принципы и практические примеры (+CD)

ISBN 978-5-903383-61-0

544 стр., мягкая обложка

Благодаря полезным примерам и иллюстрациям, эта книга дает глубокие познания в сфере проектирования систем с помощью микроконтроллеров PIC, а также — программирования этих устройств на ассемблере и C. Подробно рассмотрены микроконтроллеры 16F84A, 16F873A и 18F242. Даны примеры реальных проектов, включая модель робота, выполненного в виде транспортного средства с автономным управлением. Дополнительно рассматриваются такие вопросы повышенной сложности, как применение устройств в сетевой среде и построение операционных систем реального времени.



Барри Брэй

Применение микроконтроллеров PIC18. Архитектура, программирование и построение интерфейсов с применением C и ассемблера (+CD)

ISBN 978-5-7931-0516-3

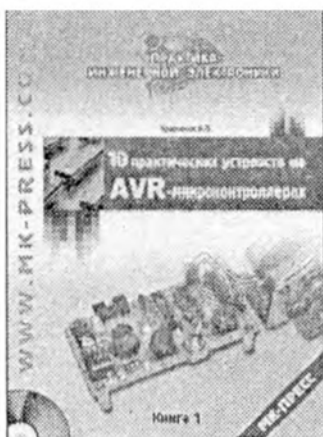
576 стр., мягкая обложка

Сегодня микроконтроллеры используются повсеместно в автомобилях, бытовой технике, промышленном и медицинском оборудовании и т.п. Этот учебник дает всестороннее представление об архитектуре, программировании и построении интерфейсов этого современного чуда. На примере семейства микроконтроллеров PIC18 производства Microchip в книге объясняется архитектура, программирование и построение интерфейсов. Семейство PIC18 выбрано не случайно, поскольку оно относится к самым современным восьмиразрядным микроконтроллерам. Изложенный в книге материал также применим как к более ранним версиям микроконтроллеров Microchip, так и к аналогичным устройствам других производителей. Он рассчитан на опытных практиков и радиолюбителей, интересующихся микроконтроллерами.

Книги издательства “МК-Пресс” можно заказать:
по адресу: 04209, г.Киев, а/я 42,
по телефону/факсу: (044) 362-04-38
или по e-mail: info@mk-press.com

Посетите наш Internet-магазин: <http://www.mk-press.com>

Издательство “МК-Пресс” представляет



Кравченко А.В.

10 практических устройств на AVR-микроконтроллерах. Книга 1 (+CD)

ISBN 978-966-8806-41-4

224 стр., мягкая обложка

Данная книга открывает серию сборников с практическими примерами применения микроконтроллеров. В ней рассмотрены десять завершенных устройств на базе микроконтроллеров AVR, которые можно легко собрать в домашних условиях и применять в быту или профессиональной деятельности: генератор световых эффектов; счетчик событий; музыкальный звонок; индикатор уровня звука; повышающий преобразователь, схема управления шаговым двигателем; цифровой термометр и др.

Благодаря подробному анализу аппаратной и программной части устройств, книга будет интересна и полезна как начинающим, так и опытным радиолюбителям, желающим изучить методы эффективного применения микроконтроллеров.



Заец Н.И.

Радиолюбительские конструкции на PIC-микроконтроллерах (+CD). Книга 4

ISBN 966-8806-42-1

336 стр., мягкая обложка

Данная книга — практическое пособие по освоению микроконтроллеров PICmicro компании Microchip и другой современной элементной базы, наподобие индикаторов, выполненных по SOG-технологии. Рассмотрены алгоритмы работы, схемы и программы для различных полезных устройств: многофункциональных часов, отображающих текущее время и температуру воздуха; автомобильных часов, фиксирующих время в пути и сообщающих о поломке реле-регулятора; автомата включения освещения; цифрового устройства для блока питания с установкой защиты по току и напряжению; специализированных термометров и др. Для начинающих дана глава о наладке устройств на микроконтроллерах. Книга предназначена для широкого круга радиолюбителей, а также может быть полезна студентам, изучающим программирование микроконтроллеров.

Книги издательства “МК-Пресс” можно заказать:
по адресу: 04209, г.Киев, а/я 42,
по телефону/факсу: (044) 362-04-38
или по e-mail: info@mk-press.com

Посетите наш Internet-магазин: <http://www.mk-press.com>

Издательство “МК-Пресс” представляет



Мухаммед Али Мазиди,
Ролин МакКинли, Дэнни Кусэй

Микроконтроллеры PIC и встроенные системы. Применение ассемблера и C для PIC18

ISBN 966-5-7931-0538-5
784 стр., мягкая обложка

Книга предлагает системный подход к программированию микроконтроллеров PIC и организации интерфейсов с помощью ассемблера и C. Материал излагается по принципу "от простого к сложному". В ходе этого рассматривается множество примеров программ как на ассемблере, так и на C. Отдельные главы посвящены вопросам взаимодействия с периферийными устройствами, наподобие таймеров, ЖК-дисплеев, последовательных портов и двигателей.



Шпак Ю.А.

Программирование на языке C для AVR и PIC микроконтроллеров. 2-е издание (+CD)

ISBN 978-5-7931-0842-3
544 стр., твердая обложка

В книге рассмотрено программирование на языке C микроконтроллеров AVR с использованием компиляторов WinAVR и CodeVisionAVR, а также микроконтроллеров PIC с использованием компиляторов CCS-PICC, mikroC и C30/32. Кратко рассмотрена архитектура и аппаратное обеспечение как традиционных восьмиразрядных микроконтроллеров AVR и PIC, так и новых семейств ATmega, PIC24 и PIC32. Дано описание средств программной разработки, включая эмуляцию программ с помощью AVR Studio и MPLAB. Кратко рассмотрен стандартный синтаксис языка C и директивы препроцессора, а также особенности программирования на этом языке для микроконтроллеров. Книга содержит программные примеры на C, а также — справочник с описанием системы ассемблерных команд микроконтроллеров AVR (включая ATmega) и PIC (включая PIC24).

Книги издательства “МК-Пресс” можно заказать:
по адресу: 04209, г.Киев, а/я 42,
по телефону/факсу: (044) 362-04-38
или по e-mail: info@mk-press.com

Посетите наш Internet-магазин: <http://www.mk-press.com>

Издательство “МК-Пресс” представляет



Вольфганг Трамперт

Измерение, управление и регулирование с помощью AVR микроконтроллеров (+CD)

ISBN 966-8806-14-X
208 стр., мягкая обложка

Книга описывает особенности применения AVR-микроконтроллеров в технике измерения, управления и регулирования. При этом основной акцент поставлен на измерениях напряжения, выводе и отображении результатов измерений, а также на регулировании аналоговых напряжений. Изложенный материал дает возможность поэтапно проследить весь процесс разработки устройства, понять, почему программное и аппаратное обеспечение скомпоновано именно таким, а не каким-либо другим образом, и суметь в случае необходимости выполнить самостоятельную разработку.



Дитер Кохц

Измерение, управление и регулирование с помощью PIC-микроконтроллеров (+CD)

ISBN 966-8806-15-8
304 стр., мягкая обложка

Книга посвящена применению PIC-микроконтроллеров семейства PIC16C5X, а также PIC16C71 и PIC16F84 в схемах измерения, управления и регулирования. Рассмотрены следующие примеры: программируемый счетчик-частотомер, измерение температуры, реле времени, гигрометр с реле, температурное реле для регулирования нагрева, управление шаговым электродвигателем, регулирование уровня заполнения.

Книги издательства “МК-Пресс” можно заказать:
по адресу: 04209, г.Киев, а/я 42,
по телефону/факсу: (044) 362-04-38
или по e-mail: info@mk-press.com

Посетите наш Internet-магазин: <http://www.mk-press.com>

Издательство “МК-Пресс” представляет



Жуков А.И., Ластовченко М.М.

Основы сетевых технологий

ISBN 978-966-8806-30-8

432 стр., мягкая обложка

Это учебное пособие предназначено для студентов очной и заочной формы обучения по направлениям: "Компьютерные науки" – специальность "Информационные управляющие системы и технологии" и "Компьютерная инженерия" – специальность "Компьютерные системы и сети".



Коначович Г.Ф., Чуприн В.

Сети передачи пакетных данных

ISBN 966-8806-23-3

260 стр., мягкая обложка

В книге рассматриваются современные технологии предоставления услуг, включая измерения параметров и оценивание качества обслуживания, в телекоммуникационных системах передачи данных, функционирующих на основе использования оборудования сетей с коммутацией пакетов. Детально рассмотрены основные аспекты технологии предоставления услуг, связанные с передачей пакетных данных: виды систем предоставления услуг, параметры и классы обслуживания, методы и средства организационного и технического обеспечения предоставления услуг и т.п. Приведены нормы на показатели функциональности и качества предоставления услуг по транспортировке данных через магистральные каналы и каналы некоммутируемого доступа. Рассмотрены базовые методы и схемы измерений параметров оборудования, функционирующего согласно спецификациям протоколов *IP*, *Frame Relay*, *xDSL* и *Optical Ethernet*. Достаточно подробно пояснены процедуры контроля соответствия между измеренными значениями параметров обслуживания и действующими нормами на эти параметры, а также действия персонала в случае выявления несоответствия между ними.

Книга рассчитана на специалистов, которые занимаются техническим и организационным обеспечением предоставления телекоммуникационных услуг на основе использования ресурсов сетей передачи данных. Книга будет полезна также для студентов и аспирантов соответствующих специальностей.

Книги издательства “МК-Пресс” можно заказать:

по адресу: 04209, г.Киев, а/я 42,
по телефону/факсу: (044) 362-04-38
или по e-mail: info@mk-press.com

Посетите наш Internet-магазин: <http://www.mk-press.com>

ББК 31.264.5
М82
УДК 621.314

Рецензенти:

- кандидат технічних наук, доцент кафедри "Теоретичні основи радіотехніки" Технологічного інституту Південного федерального університету, В. В. Терешков;
- провідний електронік кафедри "Теоретичних основ радіотехніки" Технологічного інституту Південного федерального університету, Є. В. Гайно.

Москатов Є.А.

М82 Силова електроніка. Теорія та конструювання. — К.: "МК-Пресс",
СПб.: "КОРОНА-ВЕК", 2013. — 256 с., іл.

ISBN 978-5-7931-0929-1 ("КОРОНА-ВЕК")

ISBN 978-966-8806-75-9 ("МК-Пресс")

У монографії наведено схемотехнічні реалізації та викладено основні теоретичні аспекти конструювання, виготовлення та налагодження імпульсних джерел електроживлення. Надані систематизовані відомості про сучасні силові перетворювачі. Описані спроектовані та виготовлені автором практичні конструкції закінчених пристроїв електроживлення різної складності та потужності, їх блоків, результати експериментально-дослідницьких робіт. Проаналізовані деякі причини зменшення енергетичних параметрів пристроїв електроживлення.

Книга призначена для інженерів, які розробляють пристрої силової електроніки, студентів та аспірантів спеціальних учбових закладів технічного профілю та найбільш підготовлених радіолюбителів.

ЛР ББК 31.264.5

Головний редактор: Ю.О. Шпак

Москатов Е. А.

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Теория и конструирование

В книге приведены схемотехнические реализации и изложены основные теоретические аспекты конструирования, изготовления и настройки импульсных источников электропитания.

Даны систематизированные сведения по современным силовым преобразователям.

Описаны спроектированные и изготовленные автором практические конструкции законченных электропитающих устройств различной сложности и мощности, а также — их блоков:

- мощный сетевой выпрямитель со ступенчатым запуском;
- драйвер с отрицательным смещением;
- обратногоходовой импульсный источник питания;
- задающий генератор для однотактного преобразователя;
- двухтактный задающий генератор со специализированным контроллером;
- задающий генератор импульсов с отрицательным смещением для полумостового или push-pull преобразователя;
- двухтактный задающий генератор импульсов с bootstrap-драйвером;
- задающий генератор с регулируемой защитой с датчиком Холла и драйверами с отрицательным смещением для мостового преобразователя;
- сетевой импульсный источник питания мощностью 2 кВт для усилителя мощности звуковой частоты;
- импульсный источник питания для мощного автомобильного усилителя звуковой частоты.

Рассмотрены результаты экспериментально-исследовательских работ.

Проанализированы некоторые причины уменьшения энергетических параметров электропитающих устройств.



WWW.MK-PRESS.COM



ISBN-13: 978-5-7931-0929-1



9 785793 109291